KOMPENSATION SCHNELL VERÄNDERLICHER BLINDSTRÖME UND SPANNUNGSSTABILISIERUNG MIT NETZGEFÜHRTEM STROMRICHTER

DISSERTATION

zur
Erlangung des Grades eines
Doktor-Ingenieurs
der
Abteilung für Elektrotechnik
an der Ruhr-Universität Bochum

von
Thanh-Nam Lê
Saigon/Vietnam

Bochum 1982

Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41549226_0026

KOMPENSATION SCHNELL VERÄNDERLICHER BLINDSTRÖME UND SPANNUNGSSTABILISIERUNG MIT NETZGEFÜHRTEM STROMRICHTER

DISSERTATION

zur
Erlangung des Grades eines
Doktor-Ingenieurs
der
Abteilung für Elektrotechnik
an der Ruhr-Universität Bochum

von
Thanh-Nam Lê
Saigon/Vietnam

Bochum 1982

UNIV.
LEIDEN
BIBL.

Dissertation eingereicht am: 10. September 1982

Tag der mündlichen Prüfung: 20. Oktober 1982

Referent: Prof. Dr.-Ing. M. Depenbrock

Korreferent: Prof. Dr.-Ing. P. Dullenkopf

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Angestellter am Lehrstuhl für Erzeugung und Anwendung elektrischer Energie der Ruhr-Universität Bochum.

Herrn Professor Dr.-Ing. M. Depenbrock danke ich herzlich für die freundliche Unterstützung und die wertvollen Anregungen zu dieser Arbeit.

Herrn Professor Dr.-Ing. P. Dullenkopf danke ich für die Übernahme des Korreferates und das Interesse, das er dieser Arbeit entgegenbrachte.

INHALTSVERZEICHNIS

		Seite
	FORMELZEICHEN, INDIZES UND BEGRIFFE	8
0.	EINLEITUNG	11
1.	ZIELSETZUNG	15
2.	NETZGEFÜHRTER STROMRICHTER MIT STUFENFÖRMIG STEUERBAREM NETZSTROMVERLAUF	16
2.1	Einphasige Grundschaltung	16
2.2	Dreiphasige Grundschaltung	21
3.	ANORDNUNG ZUR KOMPENSATION SCHNELL VERÄNDERLICHER BLINDSTRÖME MIT NETZGEFÜHRTEM STROMRICHTER	24
4.	UNTERSUCHUNG ÜBER DAS STELLVERHALTEN DES NETZGEFÜHRTEN STROMRICHTERS	26
4.1	Stromrichter mit unendlich vielen Stufenwerten des Strangstromes	26
4.1.1	Der Lichtbogenofen als Beispiel eines Verbrauchers mit stark veränderlichen Blindströmen	26
4.1.2	Notwendiger und zulässiger Nullstrom	29
4.1.3	Scheinleistung der Kondensatorbatterie und des Stromrichters	32
4.1.4	Verfahren zur Erzeugung eines Nullstrom-Sollwertes	36
4.2	Stromrichter mit endlich vielen Stufenwerten des Strangstromes	43
4.2.1	Steuerverfahren mit minimalem Augenblicksfehler der Strangströme	44
4.2.1.1	Augenblicksfehler	44
4.2.1.2	Grundschwingungsfehler bei Vorgabe von Blind-Sollstrommitsystemen	45

4.2.2 Steuerverfahren ohne Grundschwingungsfehler bei Blind-Sollstrommitsystemen 48
4.2.2.1 Allgemeines Prinzip 48
4.2.2.2 Steuerverfahren I 53
4.2.2.3 Steuerverfahren II 55
4.2.2.4 Steuerverfahren III 59
4.2.3 Steuerverfahren mit minimalem Grundschwingungsfehler bei Blind-Sollstrommitsystemen unter Berücksichtigung endlicher Kommutierungszeiten 61
4.2.3.1 Fehlerbetrachtung bei der Steuerung eines realen Stromrichters mit den bisher vorgestellten Steuerverfahren 63
4.2.3.2 Zusammenhang zwischen der gewünschten Grundschwingung eines Stufenstromes und den realen Steuerwinkeln 67
4.2.3.3 Allgemeines Steuerungsprinzip zur Reduzierung der durch die Kommutierung hervorgerufenen Fehler 73
4.2.3.4 Steuerverfahren IV 79
4.2.3.5 Steuerverfahren V 85
4.2.3.6 Steuerverfahren bei Berücksichtigung der Verluste im Stromrichter 88
4.2.3.7 Steuerverfahren VI 91
4.2.4 Verfahrensbedingte Fehler 100
4.2.5 Gewählte Steuerungsschaltung 103

5. UNTERSUCHUNG ÜBER DAS DYNAMISCHE VERHALTEN VON KOMPENSATIONSEINRICHTUNGEN MIT NETZGEFÜHRTEN STROMRICHTERN 107
5.1 Struktur eines kompensierten Versorgungssystems mit konstantem Effektivwert der Spannung 107
5.1.1 Kompensationsstrategie 107
5.1.2 Messung des Wirkleitwertes 111
5.1.3 Zusammenhänge zwischen Strömen und Spannungen in einem ideal kompensierten Netz 114
5.1.3.1 Ersatzschaltbild bei stationärem Betrieb 114

5.1.3.2 Spannung am Verbraucher 115
5.1.3.3 Netzstrom und Kondensatorstrom 116
5.1.4 Steuer- und Regelungsstruktur 118
5.1.5 Spannungsregelung und ihre Dämpfungswirkung auf die Resonanz-Eigenschwingungen im Netz 121

5.2 Untersuchungen am Analogrechner 128
5.2.1 Analogrechnerprogrammierung 129
5.2.2 Simulation eines Stromrichters mit neun Stufenwerten in den Strangströmen 132
5.2.3 Simulationsergebnisse bei der Anwendung eines idealen Stellgliedes 136
5.2.4 Simulationsergebnisse bei der Anwendung eines Stromrichters mit neun Stufenwerten als Stellglied 146

6. ZUSAMMENFASSUNG 157

7. ANHANG 160
A1 160
A2 160
A3 162
A4 163
A5 165
A6 165
A7 166
A8 168

8. LITERATUR 171

LEBENSLAUF 175

FORMELZEICHEN, INDIZES UND BEGRIFFE

Formelzeichen

a	komplexer Operator
B	Blindleitwert
C	Kapazität eines Kondensators
d	Dämpfungskonstante
E	Fehlerfunktion
F	komplexe Übertragungsfunktion
f	allgemeine Funktion
f	Frequenz
G	Leitwert, Wirkleitwert
H	Modulationsfunktion
i,I,I	Strom (Augenblickswert, Effektivwert, Zeigergröße)
j	imaginäre Einheit
K	Übertragungskonstante des Regler-Integrieranteils
k	Kommutierungsverhältnis
L	Induktivität
M	Anzahl der Teilstromrichter
m	Zählgröße für Teilstromrichter oder Stufenstrom
m	Maßstabfaktor am Analogrechner
n	Zählvariable
P	Leistung, Wirkleistung
Q	Blindleistung
R	Widerstand
S	Scheinleistung
S	Schwellenwert
s	komplexe Frequenz
T	Schwingungsdauer
t	Zeit
u,U,U	Spannung (Augenblickswert, Effektivwert, Zeigergröße)
ü	Übersetzungsverhältnis
V	Verstärkung, Übertragungskonstante
v	orthogonale Komponente zur Netzquellenspannung
X	Reaktanz
x	Zeitwinkel
Z	Impedanz

α	Steuerwinkel
β	Winkel
γ	Schonwinkel
Δ	Differenz
δ	Netzwinkel
ε	Zeitwinkel-Differenz
η	abkürzende Schreibweise für $\rho \cdot (Z_L \cdot G_{Wirk} + \sin\delta)$
Θ	Faktor
λ	Faktor
π	Kreiszahl
ρ	Spannungsfaktor
χ	Faktor
φ, Ψ	Phasenwinkel

Indizes

B	Bitlänge
C	Kondensatorbatterie
c	kollektiver Effektivwert
const	konstant
d	Gleichstrom
F	Filter
i	Strom
ideal	Fall mit idealem Stromrichter ohne Überlappungsdauer
k	Kurzschluß
L	Netz
l	Zählvariable
M,m	Teilstromrichter oder Stufenstrom
max	größter Wert
min	kleinster Wert
mes	gemessener Wert
N	Nenngröße
n	Ordnungszahl
P	Leistung
p	Wirkanteil oder Proportionalkomponente
Q	Stromrichter
q	Blindanteil oder Orthogonalkomponente
r	Regler

R	Strang R
RS	Strang RS
res	Resonanz
Regl	Reglerausgangsgröße
S	Strang S
s	Filter im Gleichstromkreis
ST	Strang ST
St	Stützstellen
Steuer	Steuergröße
soll	Sollwert
T	Strang T
T	Abtastfrequenz
TR	Strang TR
u,U	Spannung (Augenblickswert, Effektivwert)
Zä	Zähler
z	Zündzeitpunkt
1	Grundschwingung
1,2	Netzanschlußpunkt
+,-	positiver bzw. negativer Bereich
ν	Ordnungszahl
ξ	Strang

Hochgestellte Zeichen

^	Scheitelwert
¯	Mittelwert
´	Mitsystem
´´	Gegensystem
°	Nullsystem
+	normierte Größe am Analogrechner

Sonderzeichen

| |	Betrag
sign	Signumfunktion

O. EINLEITUNG

Viele Verbraucher, z.B. Walzwerke, Lichtbogenöfen, Schweißanlagen usw., haben im allgemeinen einen erheblichen Bedarf an Blindleistung. Die damit verbundenen Blindströme verursachen in den Speisenetzen im Vergleich zum Fall reiner Wirkbelastung zusätzliche Spannungsfälle und Verluste und auch der Leistungsfaktor wird reduziert. Bei stromrichtergespeisten Anlagen treten neben den erwähnten Rückwirkungen durch Grundschwingungsblindströme auch noch Oberschwingungsrückwirkungen auf. Für die Versorgungsnetze bedeutet dies, daß bei unveränderter Wirkleistungsübertragung ein zusätzlicher Aufwand an Energieversorgungs- und -verteilungseinrichtungen mit entsprechenden Mehrkosten erforderlich ist.
Berücksichtigt man die wachsende Verteuerung der Primärenergien und die zunehmende Komplexität der Versorgungsnetze, von denen verlangt wird, daß sie für alle Verbraucher eine möglichst sinusförmige Spannung mit konstantem Effektivwert bereitstellen, so ist es sowohl für die Versorgungsunternehmer als auch für die Abnehmer wirtschaftlich und in bezug auf die Versorgung sicherer, die Blindleistung von einer Gruppe von Verbrauchern /14/, /25/ oder die Blindleistung eines einzelnen Großverbrauchers direkt am Netzanschlußpunkt zu kompensieren /18/, /22/. Die Erzielung einer höheren Produktion bei gleicher Anlagenbauleistung wird gegebenenfalls durch die Blindleistungskompensation ebenso ermöglicht /17/ wie eine bessere Ausnutzung der Energieversorgungs- und -verteilungseinrichtungen dadurch erreicht wird.

Bei stationären oder sich nach einem bekannten Programm ändernden Verbrauchern haben sich rotierende Synchronphasenschieber als Blindstromkompensatoren /1/ bewährt, die sich aber wegen ihrer bekannten Nachteile, wie Verluste, geringe Dynamik, Wartungsbedürfnisse, Fundamente, Geräusche

usw. allmählich von den mit Halbleitern geschalteten Kondensatorbatterien /6/, /13/, /22/ verdrängt werden. Im Gegensatz zum stationären Fall, in dem die Verbraucherblindleistung im Idealfall durch einen entsprechend gewählten Kondensator vollständig kompensiert werden kann, ist die Kompensationswirkung bei stark schwankenden Lasten von den Eigenschaften der Kompensationseinrichtungen und -verfahren abhängig. Bekanntlich erzeugen solche Lasten mit schnell veränderlichen Blindströmen im allgemeinen in realen Netzen mit endlicher Kurzschlußleistung Rückwirkungen, die sich auch in Form von Spannungsschwankungen am Anschlußpunkt bemerkbar machen. Diese von den Belastungsströmen abhängigen Schwankungen können bei anderen am selben Anschlußpunkt angeschlossenen Verbrauchern zu störenden Erscheinungen führen, die als Flicker bezeichnet werden. Die Bemerkbarkeit und das Empfinden für das menschliche Auge dieses durch die Leuchtdichteschwankungen von Beleuchtungseinrichtungen hervorgerufenen "Flickers" hängt von der Schwankungsfrequenz ab. Das menschliche Auge ist besonders empfindlich bei einer periodischen Schwankung der Helligkeit mit 6 bis 10 Hz /2/, /3/. Spannungsschwankungsamplituden von 0,3 % sind dann bereits bemerkbar. Neuere Untersuchungen zeigen, daß sogar einzeln auftretende Änderungen der Helligkeit von den Augen wahrgenommen werden. Die Flickerreduzierung stellt damit sehr hohe Anforderungen an die Kompensationseinrichtungen in bezug auf die Dynamik und die Kompensationsstrategie. Bei den bisher meist eingesetzten Anlagen zur Kompensation schnell veränderlicher Blindströme handelt es sich um über Stromrichterventile steuerbare Drosselspulen, kombiniert mit einer festen Kondensatorbatterie (Bild 0/1). Bei dieser Anlagenart kann die Grundschwingungsblindleistung Q_1 durch Anschnitt-Steuerung der als Wechselstromsteller arbeitenden Thyristoren zwar stetig verstellt werden, doch läßt sich der Strom der Drosselspule während der nächsten Halbperiode nicht mehr beeinflussen, wenn der Schaltzeitpunkt in oder kurz nach dem Spannungsmaximum liegt /14/, /18/. Die Folge

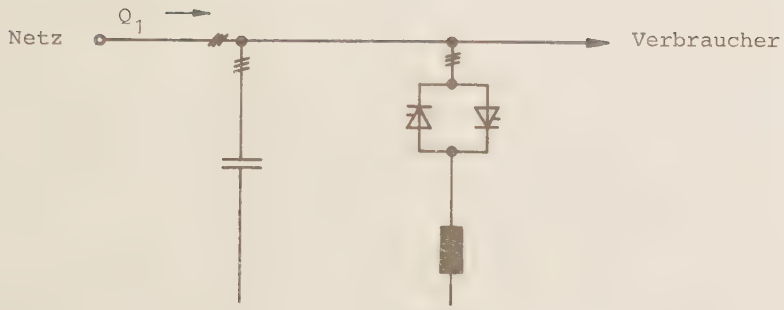


Bild O/1 Kompensationseinrichtung mit über Stromrichterventile steuerbaren Drosselspulen

der Totzeit solcher Anlagen ist, daß z.B. ein im Spannungsmaximum oder kurz danach beginnender Blindstromeinsatz eines Verbrauchers während der ersten der folgenden Halbperioden nicht kompensiert werden kann. Treten solche Ereignisse mit einer Häufigkeit auf, die im Frequenzbereich der größten Empfindlichkeit der Augen gegenüber Helligkeitsschwankungen liegt, so wird der Flicker durch die Kompensationseinrichtung mit Sicherheit nicht wesentlich reduziert.

Eine weitere Beschränkung der Wirkung herkömmlicher Kompensationsanlagen ist durch die Art der Informationsverarbeitung, d.h. das Erfassen und Auswerten von Blindstromänderungen, bedingt. Legt man z.B., wie bisher üblich, dem Meßsystem das Steinmetzverfahren /4/ zugrunde, so werden zunächst bei einer Änderung der Verbraucherströme die neuen erforderlichen Blindleitwerte der drei Stränge des Kompensators berechnet, und erst dann werden die Stelleinrichtungen betätigt, d.h. ein Teil der Blindlaständerung muß zunächst unvermeidlich vom speisenden Netz übernommen werden, was zwangsläufig zu einer Spannungsschwankung führt. Außerdem arbeitet das Meßverfahren nach Steinmetz streng genommen nur für periodische Größen korrekt. Seine unverminderte Leistungsfähigkeit beschränkt

sich deshalb auf stationäre oder quasistationäre Lastverhältnisse. Die Dynamik der gesamten Kompensationseinrichtung wird auf Grund der genannten Einschränkungen stark begrenzt /8/, /19/. Es ist sogar möglich, daß bei einer sich schnell ändernden Last an Stelle der gewünschten kompensierenden Wirkung die Blindströme des Netzes größer als die des Verbrauchers werden.

In /12/ wurde ein neues Verfahren zur Informationsverarbeitung vorgeschlagen, bei dem an Stelle der Blindleitwerte für den Kompensator die Wirkleistung des Verbrauchers gemessen wird. Aus dem gemessenen Wert werden die "Wirkströme" des Verbrauchers berechnet, und nach deren Abzug von den gemessenen zeitlichen Verläufen der Verbraucherströme ergeben sich die zeitlichen Verläufe der Verbraucherblindströme, die dann von der Kompensationseinrichtung geliefert werden sollten. Das speisende Netz wird damit im Idealfall zu jedem Zeitaugenblick von den Blindströmen entlastet. Die nach diesem Verfahren arbeitenden Stellglieder müssen in der Lage sein, die zeitlichen Verläufe ihrer Netzströme nicht voraussagbar schwankenden Sollwerten nachzuführen. Sie sollten also ohne Totzeit oder Verzögerungen wirken und müssen darüber hinaus genügend Speichervermögen besitzen, um die Energiebilanz des ganzen Systems aufrechtzuerhalten. Selbstkommutierte Stromrichterschaltungen, die diese Systemeigenschaften in ausreichendem Maße besitzen, sind bekannt (z.B. /10/, /13/) ; ihr Aufbau und Schutz erfordern aber im allgemeinen einen erheblichen Aufwand, so daß sie meistens für diese Anwendungen unwirtschaftlich sind.

1. ZIELSETZUNG

In /21/ wird eine netzgeführte Stromrichterschaltung beschrieben, die unter idealisierten Bedingungen (sehr große Zahl von Teilstromrichtern, keine Überlappungen während der Kommutierungsvorgänge, keine Schonzeit der Ventile, keine Verluste und keine Stromwelligkeit des Gleichstromes) als Stellglied innerhalb des neuartigen Kompensationssystems /12/ auch bei sich unvorhersagbar schnell und stark ändernder Blindlasten eine sehr gute Blindstromkompensation ermöglichen würde.

Das Hauptziel der vorliegenden Arbeit ist es, unter Annahme realer Bedingungen für die oben genannten Größen entweder nachzuweisen, ob und wie die gewünschte Funktion noch erreichbar ist, oder klarzustellen, aus welchen Gründen das Verfahren praktisch nicht verwirklicht werden kann. Dazu werden schrittweise die idealisierten Annahmen durch realistische Voraussetzungen ersetzt, die dadurch bedingten Abweichungen von der gewünschten Funktion bei stationärem Betrieb bestimmt und Abhilfemaßnahmen untersucht.
Wenn auf Grund der Korrekturmaßnahmen auch unter realen Annahmen ein brauchbares Stellverhalten zu erwarten ist, soll ein darauf abgestimmtes Konzept für die Steuerung und Regelung einer Kompensationsanlage erarbeitet werden, mit dem Hauptziel, durch die Blindstromkompensation die Netzspannung am Anschlußpunkt des zu kompensierenden Verbrauchers so konstant zu halten, daß kein störender Licht-Flicker auftritt. Die dynamische Leistungsfähigkeit und ihre Grenzen sollen durch analoge Echtzeitsimulation des Gesamtsystems überprüft werden.

2. NETZGEFÜHRTER STROMRICHTER MIT STUFENFÖRMIG STEUERBAREM NETZSTROMVERLAUF

2.1 Einphasige Grundschaltung

Im Bild 2.1/1 ist die Grundschaltung eines einphasigen netzgeführten Stromrichters dargestellt. Der gesamte Stromrichter besteht aus M gleichsinnig in Reihe geschalteten Einphasen-Brückenschaltungen, deren Gleichstromseiten gemeinsam über eine Glättungsdrosselspule kurzgeschlossen sind. Zur Erläuterung des Funktionsprinzips des Stromrichters wird zunächst angenommen, daß der Transformator, die Glättungsdrossel und alle Schaltelemente ideal sind und daß der Gleichstrom i_d sehr gut geglättet und konstant ist. Die Übersetzungsverhältnisse des Transformators werden ohne Einschränkung der Allgemeingültigkeit aus Gründen der Übersichtlichkeit zu Eins gewählt. Jeder Teilstromrichter m arbeitet dann wie ein idealer Stromübersetzer, der in jedem Augenblick den Gleichstrom i_d mit dem Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}_m$, das nur einen der drei diskreten Werte 1, O, -1 annehmen kann, in die zugehörige sekundäre Teilwicklung des Transformators überträgt:

$$i_m = \ddot{u}_m \cdot i_d \quad . \tag{2.1/1}$$

$\ddot{u}_m$ ist gleich 1, wenn das Hauptventil C und das Nullventil B leiten, d.h. wenn der Gleichstrom i_d in der sekundären Teilwicklung in Richtung des Zählpfeils fließt. $\ddot{u}_m$ ist gleich O, wenn zwei in Reihe liegende Ventile leiten und gleich -1, wenn das Hauptventil D und das Nullventil A den Strom führen, d.h. wenn der Gleichstrom i_d in der sekundären Teilwicklung in entgegengesetzter Richtung des Zählpfeils fließt. Der gesamte auf die primäre Wicklung übersetzte Strom ergibt sich aus der Summe aller Ströme in den sekundären Teilwicklungen:

$$i_Q = \left(\sum_{m=1}^{M} \ddot{u}_m \right) \cdot i_d \quad . \tag{2.1/2}$$

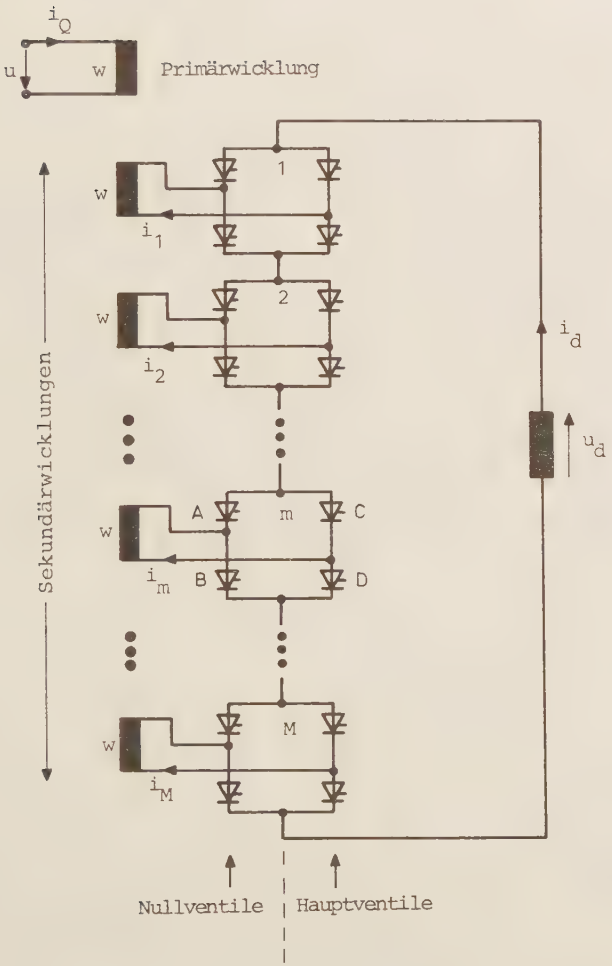


Bild 2.1/1 Einphasiger Stromrichter mit durch Netzkommutierung steuerbarem Wechselstrom i_Q

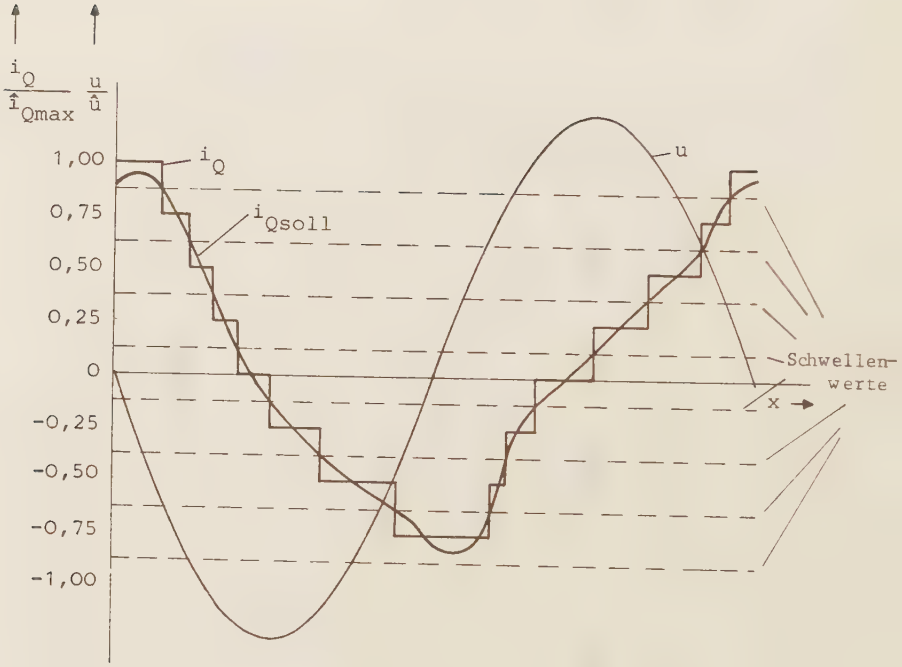


Bild 2.1/2 Beispiel von Verläufen des Sollstromes i_{Qsoll} und Iststromes i_Q bei der Steuerung mit den konstanten Schwellenwerten $S_{m\pm}$ und M = 4 Teilstromrichtern.

$x = 2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot t$ f_L : Netzfrequenz

Das gesamte Übersetzungsverhältnis

$$\ddot{u}_Q = \sum_{m=1}^{M} \ddot{u}_m \qquad (2.1/3)$$

kann insgesamt (2·M + 1) diskrete Werte annehmen. Mit M gleich 4 erhält man z.B. für $\ddot{u}_Q$ die möglichen Werte: -4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4. Um einen gewünschten Zeitverlauf des Sollstromes i_{Qsoll} möglichst gut anzunähern, wurde in /12/ ein Steuerverfahren angegeben, bei dem die Schaltzeitpunkte der Ventile durch Vergleich des Sollstromes i_{Qsoll} mit den konstanten Schwellenwerten

$$S_{m\pm} = \pm(m - \frac{1}{2})\cdot i_d \qquad (m = 1,2,...,M) \qquad (2.1/4)$$

bestimmt werden. Wie (2.1/4) beschreibt, liegen diese Schwellenwerte jeweils in der Mitte zwischen zwei möglichen, benachbarten Istwerten des Stromes i_Q. Der Netzstrom folgt der Führungsgröße i_{Qsoll} dann mit einem Augenblicksfehler von höchstens

$$\frac{\Delta i_Q}{\hat{i}_{Qmax}} = \frac{1}{2\cdot M}$$

des maximalen Betrages der Primärstromamplitude

$$\hat{i}_{Qmax} = M\cdot i_d \quad , \qquad (2.1/5)$$

wenn der Scheitelwert des Sollstromes nicht größer ist als $\hat{i}_{Qmax}$ zuzüglich des halben Wertes des Gleichstromes i_d, d.h.

$$\hat{i}_{Qsoll} \leq (1 + \frac{1}{2\cdot M})\cdot \hat{i}_{Qmax} \quad . \qquad (2.1/6)$$

Bild 2.1/2 zeigt ein Beispiel, wie der Iststrom i_Q mit dem genannten Steuerverfahren und dem Stromrichter nach Bild 2.1/1 erzeugt wird.
Für eine einwandfreie Funktion des einphasigen Stromrichters müssen zwei Voraussetzungen erfüllt sein:

a)- Der Sollwertstrom i_{Qsoll} muß so verlaufen, daß im Mittel

mit der Netzspannung keine Wirkleistung gebildet wird, da der ideale im Kurzschlußbetrieb arbeitende Stromrichter im Mittel keine Energie abgeben bzw. aufnehmen kann.

b)- In den Schnittpunkten des Sollstromes mit den Schwellenwerten, d.h. in den Schaltzeitpunkten, muß das Vorzeichen der zeitlichen Ableitung des Sollstromes immer mit dem Vorzeichen des jeweiligen Augenblickswertes der Netzspannung übereinstimmen, denn nur dann kann bekanntlich der zu steuernde Strom mit Hilfe von Netzkommutierungen dem Sollstrom ständig nachgeführt werden.
Die mathematische Formulierung dieser Aussage ist durch die Ungleichung

$$u \cdot \frac{di_{Qsoll}}{dx} \geq 0 \qquad (2.1/7)$$

gegeben.

Die Voraussetzung b wird im folgenden als "Kommutierungsbedingung" bezeichnet.

Diese Voraussetzungen haben zur Folge, daß der einphasige Stromrichter nach Bild 2.1/1 nur der Spannung nacheilende Blindströme im Sinne der Gl. (2.1/7) *) aufnehmen kann, deren Kurvenform allerdings in weiten Grenzen steuerbar ist und nicht im strengen Sinne periodisch sein muß. Wenn der Sollstrom die genannten Voraussetzungen erfüllt, kann der Netzstrom i_Q sowohl den abfallenden als auch den steigenden Flanken des Sollwertes im zeitlichen Mittel verzögerungsfrei nachgeführt werden. Damit entfällt die Totzeit, die die Dynamik der bisher eingesetzten netzgeführten Stromrichter stark beschränkte /8/.

---

*) In dieser Arbeit wird die "Nacheilung" eines Stromes gegenüber einer Spannung immer im Sinne der Gl. (2.1/7) definiert, wobei Strom und Spannung auch von der Sinusform abweichende Verläufe haben können.

2.2 Dreiphasige Grundschaltung

Für die Kompensation dreiphasiger Netze können drei einphasige Schaltungen nach Bild 2.1/1 im Dreieck geschaltet und an die drei Leiter des Netzes angeschlossen werden. Die Zahl der Ventilstrecken läßt sich jedoch verringern, wenn man die dreiphasige Stromrichterschaltung nach Bild 2.2/1 verwendet. Jeder Teilstromrichter ist eine dreiphasige Brückenschaltung mit einem gesteuerten Nullventil pro Kommutierungsgruppe.
Die sekundären Teilwicklungen des Transformators sind jeweils im Stern geschaltet. Alle Teilstromrichter sind gleichstromseitig in Reihe geschaltet und gemeinsam über eine Glättungsdrosselspule L_d und einen auf die zweifache Netzfrequenz abgestimmten Parallelschwingkreis L_s, C_s kurzgeschlossen. Der Parallelschwingkreis ist zweckmäßig, um die bei der Symmetrierung unsymmetrischer Lasten entstehende Pendelleistung doppelter Netzfrequenz aufzunehmen.
Damit sich keine resultierende Nulldurchflutung in den Wicklungen aufbauen kann, werden die primären Wicklungen im Dreieck geschaltet.
Eine Einschränkung dieser Anordnung liegt darin, daß die drei Stränge nicht völlig unabhängig voneinander gesteuert werden können. In den sekundären Wicklungen jedes Teilstromrichters fließt entweder kein Strom oder wenn in einer Wicklung ein Strom fließt, dann kann höchstens noch der gleiche Strom im umgekehrten Sinne in einer der beiden restlichen Wicklungen fließen. Dies bedeutet, daß die Stromübersetzungen der drei Stränge eines Teilstromrichters der Bedingung

$$| \ddot{u}_{RSm} + \ddot{u}_{STm} + \ddot{u}_{TRm} | \leq 1 \qquad (2.2/1)$$

unterliegen.
Daraus ergibt sich

$$\sum_{m=1}^{M} | \ddot{u}_{RSm} + \ddot{u}_{STm} + \ddot{u}_{TRm} | \leq M \qquad (2.2/2)$$

d.h. daß die Summe der für die drei Stränge wirksamen Teilstromrichter immer höchstens gleich M sein kann. Wenn diese

Bedingung eingehalten wird, kann man für die drei Strangströme auf der Primärseite entsprechend der Gleichung (2.1/2) schreiben

$$i_{QRS} = \left(\sum_{m=1}^{M} \ddot{u}_{RSm} \right) \cdot i_d$$

$$i_{QST} = \left(\sum_{m=1}^{M} \ddot{u}_{STm} \right) \cdot i_d \qquad (2.2/3)$$

$$i_{QTR} = \left(\sum_{m=1}^{M} \ddot{u}_{TRm} \right) \cdot i_d \quad .$$

Die Übersetzungsverhältnisse $\ddot{u}_{RSm}$, $\ddot{u}_{STm}$, $\ddot{u}_{TRm}$ können auch hier nur einen der drei Werte -1, 0, +1 annehmen.
Im Gegensatz zu der im Abschnitt 2.1 gemachten Voraussetzung a braucht aber der Mittelwert der Leistung des einzelnen Stranges nicht Null zu sein. Erst die Summe der Leistungen aller drei Stränge der gesamten Anordnung muß im Mittel gleich Null sein. Hierdurch erhält man einen zusätzlichen Freiheitsgrad gegenüber dem Verfahren von Steinmetz, was eine verbesserte Dynamik ermöglicht. In den primären Wicklungen des Transformators kann ohne Beeinflussung der Netzströme ein Nullstrom mit beliebigem Verlauf fließen. Dieser bietet deshalb einen weiteren Freiheitsgrad, der es ermöglicht, die Voraussetzung b nach Abschnitt 2.1 auch dann noch zu erfüllen, wenn diese ohne Nullströme verletzt sein würde:
Immer dann, wenn einer der drei Sollwerte der Strangströme $i_{QRSsoll}$, $i_{QSTsoll}$, $i_{QTRsoll}$ die Kommutierungsbedingung verletzt, wird jeder dieser Größen eine Größe i°_{soll} überlagert, die dadurch bestimmt ist, daß die resultierenden Sollströme $(i_{QRSsoll} + i^{\circ}_{soll})$, $(i_{QTRsoll} + i^{\circ}_{soll})$, $(i_{QTRsoll} + i^{\circ}_{soll})$ die Kommutierungsbedingung nicht mehr verletzen.

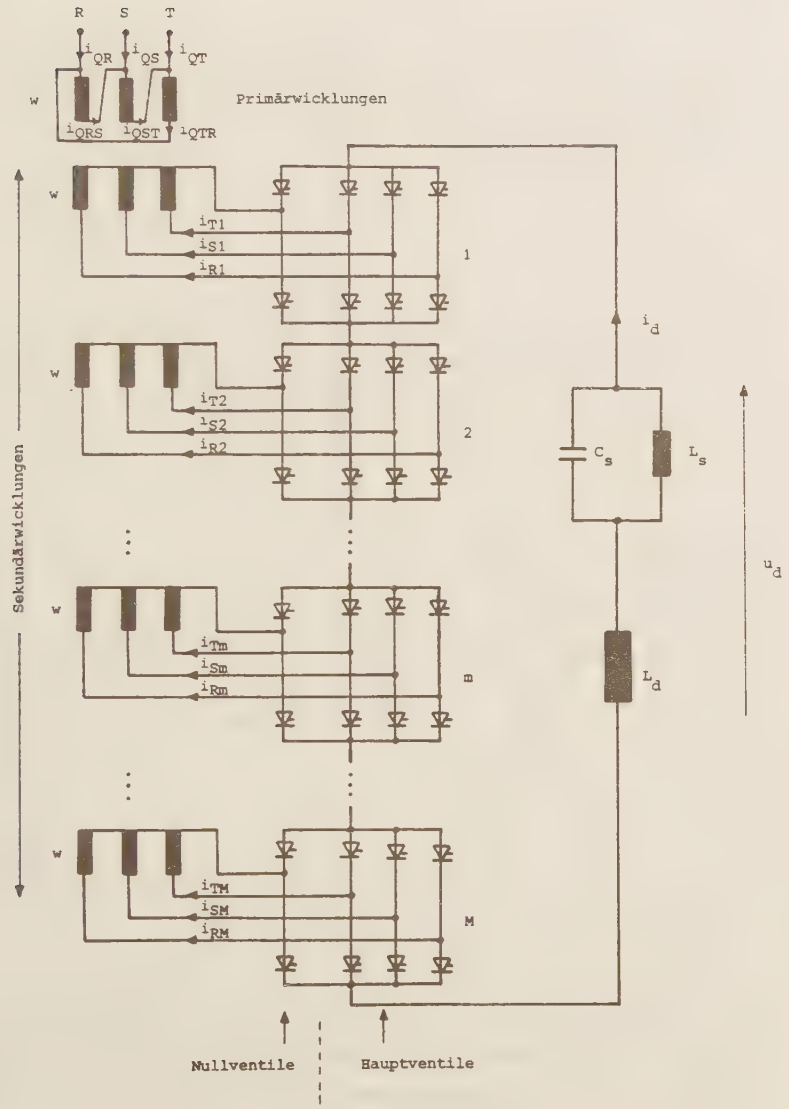


Bild 2.2/1 Dreiphasige Stromrichter mit durch Netzkommutierung gut steuerbaren Netzströmen.

3. ANORDNUNG ZUR KOMPENSATION SCHNELL VERÄNDERLICHER BLINDSTRÖME MIT NETZGEFÜHRTEM STROMRICHTER

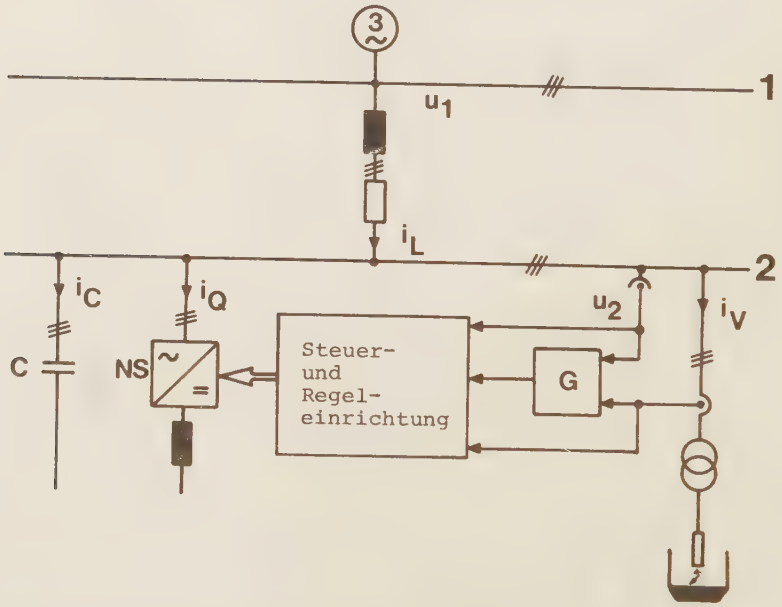


Bild 3/1 Kompensationsanordnung

Bild 3/1 gibt eine Übersicht über die gesamte Anordnung zur Blindstromkompensation eines stark und schnell veränderlichen Verbrauchers (z.B. Lichtbogenofen) mit einem netzgeführten Stromrichter. Aus den Spannungen und den Strömen des Verbrauchers wird zunächst der Wirkleitwert mit dem Meßgerät G ermittelt. Eine Steuer- und Regeleinrichtung bestimmt dann aus dem ermittelten Wirkleitwert die Sollwerte für die Ströme i_Q des Stromrichters NS, mit deren Hilfe:

- die Netzströme i_L weitgehend von Blindanteilen befreit werden sollen,
- alle Resonanz-Eigenschwingungen, besonders bestimmt durch die Netzinduktivität und die Kondensatorbatterie C, gut gedämpft werden sollen,
- der Effektivwert der Spannungen u_2 am Anschlußpunkt 2 stabilisiert werden soll.

Die feste kondensatorbatterie C muß so bemessen werden, daß die ermittelten Sollwerte für i_Q die in den Abschnitten 2.1 und 2.2 genannten Voraussetzungen erfüllen können.

4. UNTERSUCHUNGEN ÜBER DAS STELLVERHALTEN DES NETZGEFÜHRTEN STROMRICHTERS

4.1 Stromrichter mit unendlich vielen Stufenwerten des Strangstromes

4.1.1 Der Lichtbogenofen als Beispiel eines Verbrauchers mit stark veränderlichen Blindströmen

Um die Bemessungskriterien für eine Kompensationseinrichtung und die an sie gestellten Forderungen herzuleiten, müssen zunächst die elektrischen Eigenschaften und die Betriebszustände des zu kompensierenden Verbrauchers genau analysiert werden. Vorab sei angemerkt, daß es wegen der Vielfalt der Verbrauchertypen hier nicht möglich ist, allgemein gültige Bemessungkriterien für die Auslegung einer Kompensationseinrichtung anzugeben. Jedoch wird anhand des Lichtbogenofens, der an eine Kompensationsanlage die höchsten Anforderungen stellt, gezeigt, wie die Bauleistung der Kondensatorbatterie C und des netzgeführten Stromrichters NS in Verbindung mit seinen Betriebsbedingungen in erster Näherung bestimmt werden kann.

Elektrisch läßt sich der Lichtbogenofen in erster Näherung durch eine Reihenschaltung aus einer konstanten Induktanz und einem stochastisch veränderlichen Widerstand darstellen (Bild 4.1.1/1). Hierbei wird die konstante Induktanz im wesentlichen durch die Induktivität der Elektrodenzuleitungen und des Ofenstransformators bestimmt, der veränderliche Widerstand durch den Lichtbogen und durch das Schmelzgut. Entsprechend den Betriebszuständen des Ofens können die drei Widerstände R_{VR} , R_{VS} , R_{VT} unabhängig voneinander Werte zwischen Null und Unendlich annehmen, und somit bilden auch die Ofenströme i_{VR} , i_{VS} , i_{VT} im allgemeinen ein unsymmetrisches Stromsystem. Legt man quasistationäre Zustände zugrunde, kann das Stromsystem formal in ein Mit- und Gegensystem

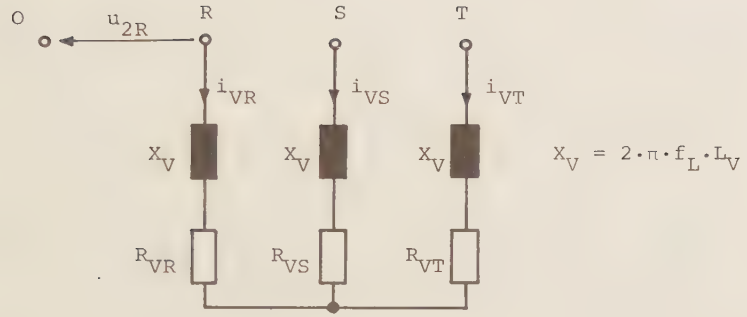


Bild 4.1.1/1 Vereinfachtes Ersatzschaltbild eines Lichtbogenofens

zerlegt werden, wenn die Spannungen u_{2R}, u_{2S}, u_{2T} am Anschlußpunkt ein rein symmetrisches System sinusförmiger Wechselspannungen bilden, d.h.

$$u_{2R} = \sqrt{2} \cdot U_{2R} \cdot \sin(x + \varphi_L)$$

$$u_{2S} = \sqrt{2} \cdot U_{2S} \cdot \sin(x - \frac{2 \cdot \pi}{3} + \varphi_L) \qquad (4.1.1/1)$$

$$u_{2T} = \sqrt{2} \cdot U_{2T} \cdot \sin(x + \frac{2 \cdot \pi}{3} + \varphi_L)$$

mit $U_{2R} = U_{2S} = U_{2T}$ und $x = 2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot t$.

Mit folgenden Vereinbarungen

$$\cot \varphi_{V\xi} = \frac{R_{V\xi}}{X_V} \qquad \xi = R, S, T \qquad (4.1.1/2)$$

$$0^\circ \leqq \varphi_{V\xi} \leqq 90^\circ$$

$$R = \frac{1}{3} \cdot (R_{VR} + R_{VS} + R_{VT}) \qquad (4.1.1/3)$$

$$R_{\xi} = R_{V\xi} - R \qquad (4.1.1/4)$$

ist das Strommitsystem bestimmt durch:

$$\underline{I}'_{VR} = \frac{\underline{U}_{2R}}{X_V} \cdot \frac{3 \cdot \frac{X_V}{R} \cdot (1 + j \cdot \frac{X_V}{R})}{3 \cdot (1 + j \cdot \frac{X_V}{R})^2 - \left[(\frac{R_S}{R})^2 + (\frac{R_T}{R})^2 + \frac{R_S \cdot R_T}{R^2} \right]} \qquad (4.1.1/5)$$

$$\underline{I}'_{VS} = \underline{a}^2 \cdot \underline{I}'_{VR}$$

$$\underline{I}'_{VT} = \underline{a} \cdot \underline{I}'_{VR}$$

wobei $\underline{a} = e^{j \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3}}$ (4.1.1/6)

bedeutet.

Für das Stromgegensystem wird analog erhalten:

$$\underline{I}''_{VR} = - \frac{\underline{U}_{2R}}{X_V} \cdot \frac{\frac{X_V}{R} \cdot (\frac{R_R}{R} + \underline{a} \cdot \frac{R_S}{R} + \underline{a}^2 \cdot \frac{R_T}{R})}{3 \cdot (1 + j \cdot \frac{X_V}{R})^2 - \left[(\frac{R_S}{R})^2 + (\frac{R_T}{R})^2 + \frac{R_S \cdot R_T}{R^2} \right]} \qquad (4.1.1/7)$$

$$\underline{I}''_{VS} = \underline{a} \cdot \underline{I}''_{VR}$$

$$\underline{I}''_{VT} = \underline{a}^2 \cdot \underline{I}''_{VR} \quad .$$

Jeder stationäre Ofenbetriebszustand läßt sich damit durch die drei Lastwinkel φ_{VR}, φ_{VS}, φ_{VT} vollkommen darstellen. Alle Ströme lassen sich aus den Gln. (4.1.1/3) bis (4.1.1/7) berechnen.

4.1.2 Notwendiger und zulässiger Nullstrom

Es wird zunächst angenommen, daß der Stromrichter aus unendlich vielen Teilstromrichtern besteht, d.h. $M \to \infty$, und daß $\hat{\imath}_{Qmax} = M \cdot i_d$ weiterhin gilt. Dann können seine Netzströme den vorgegebenen Sollwerten fehlerfrei folgen. Die in den Abschnitten 2.1 und 2.2 aufgestellten Bedingungen für den Betrieb des Stromrichters sollen jedoch weiterhin ihre Gültigkeit behalten.
Für die folgenden Ableitungen wird zunächst vorausgesetzt, daß die Spannungen und die Verbraucherströme harmonisch schwingende Größen sind. Der noch zu bestimmende Nullstromsollwert i°_{soll} kann aber im Gegensatz dazu einen nicht sinusförmigen Verlauf haben. Es ist daher zweckmäßig, die Spannungs- und Stromgrößen nicht als Zeiger zu schreiben, sondern allgemeiner als zeitveränderliche Größen mit kleingeschriebenen Formelbuchstaben. Die zunächst nur für sinusförmige Zeitabhängigkeit der Verbrauchergrößen bestehende Gültigkeit der Ableitungen kann man jedoch später unter gewissen Randbedingungen auf beliebige Strom- und Spannungsverläufe ausdehnen.
Bild 4.1.2/1 stellt das Dreieckersatzschaltbild der aus dem Verbraucher und der Kompensationseinrichtung bestehenden Anordnung dar. Hierbei wird der Stromrichter durch ideale Stromquellen repräsentiert. Die Ströme in der Ersatzdreiecklast können durch eine Stern-Dreieckumwandlung der Gln. (4.1.1/5) und (4.1.1/7) bestimmt werden und lassen sich wiederum in ein Mit- und Gegensystem aufspalten.

$$i_{V\xi} = i'_{V\xi} + i''_{V\xi} \qquad (4.1.2/1)$$

mit $\xi = RS, ST, TR$.

Das Strommitsystem kann weiter in zwei orthogonale Teilsysteme zerlegt werden. Vereinbart man z.B., daß die Ströme

des mit dem Index "p" bezeichneten Teilsystems in Phase mit den zugehörigen Strangspannungen liegen, so müssen die Ströme des mit dem Index "q" bezeichneten Teilsystem orthogonal zu ihnen verlaufen.

$$i'_{V\xi} = i'_{V\xi p} + i'_{V\xi q} \quad . \tag{4.1.2/2}$$

Fordert man, daß vom Netz nur der Wirkanteil des Mitsystems geliefert werden soll, d.h.

$$\begin{aligned} i_{LR} &= i'_{VRSp} - i'_{VTRp} \quad . \\ i_{LS} &= i'_{VSTp} - i'_{VRSp} \\ i_{LT} &= i'_{VTRp} - i'_{VSTp} \quad , \end{aligned} \tag{4.1.2/3}$$

dann muß die Kompensationseinrichtung die restlichen Stromkomponenten kompensieren:

$$i_{Q\xi} + i_{C\xi} + i'_{V\xi q} + i''_{V\xi} = 0 \qquad \xi = RS,ST,TR \quad . \tag{4.1.2/4}$$

Daraus berechnen sich die notwendigen Anteile der Sollwerte für die Strangströme des Stromrichters zu

$$i_{Q\xi soll} = -\left(i_{C\xi} + i'_{V\xi q} \right) - i''_{V\xi} \quad . \tag{4.1.2/5}$$

Da auch der Kondensatorstrom $i_{C\xi}$ immer orthogonal zu der jeweiligen Spannung $u_{2\xi}$ verläuft, ist auch die Stromsumme $(i_{C\xi} + i'_{V\xi q})$ zur Spannung orthogonal. Allerdings muß der Kondensator mindestens so groß gewählt werden, daß die negativ genommene Stromsumme $-(i_{C\xi} + i'_{V\xi q})$ der Strangspannung $u_{2\xi}$ immer nacheilt. Auf Grund des Stromanteils $i''_{V\xi}$ ist es jedoch keineswegs gewährleistet, daß der notwendige Sollwertanteil $i_{Q\xi soll}$ des Stromrichterstrangstromes der Strangspannung unter allen Bedingungen nacheilt, die Kommutierungsbedingung nach Gl. (2.1/7) kann verletzt werden.

Bei der Verwendung eines dreiphasigen Stromrichters nach Bild 2.2/1 besteht dann die Möglichkeit, zu den drei notwen-

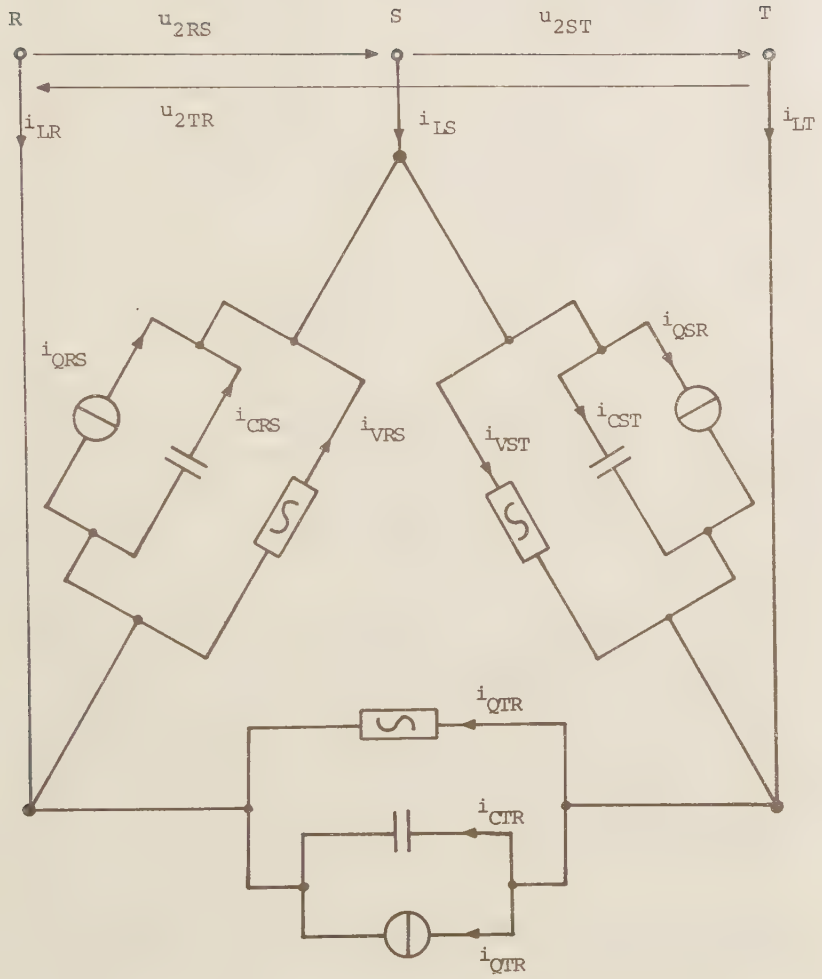


Bild 4.1.2/1 Dreieck-Ersatzschaltbild der aus dem Verbraucher und der Kompensationseinrichtung bestehenden Anordnung.

digen Sollwerten der Strangströme $i_{Q\xi soll}$ (ξ = RS, ST, TR) einen zulässigen Nullanteil i^{o}_{soll} zu addieren:

$$(i_{Q\xi soll} + i^{o}_{soll}) = -(i_{C\xi} + i'_{V\xi q}) - i''_{V\xi} + i^{o}_{soll} \qquad (4.1.2/6)$$

Die Netzströme nach Gl. (4.1.2/3) werden dadurch nicht beeinflußt. Der Zeitverlauf des Nullanteils i^{o}_{soll} soll so gewählt werden, daß die Kommutierungsbedingung in den drei Strängen zu keinem Augenblick verletzt wird, d.h.

$$u_{2\xi} \cdot \frac{d}{dx} (i_{Q\xi soll} + i^{o}_{soll}) \geq 0 \qquad (4.1.2/7)$$

ξ = RS, ST, TR

für alle x .

Die Gl. (4.1.2/7) ist zwar eine notwendige, aber noch nicht hinreichende Bedingung für die eindeutige Bestimmung des Nullstromsollwertes i^{o}_{soll}. Somit kann man im Rahmen der Gl. (4.1.2/7) zusätzliche Nebenbedingungen frei wählen. Fordert man z.B. bei sinusförmigem Verlauf der Größen $i_{Q\xi soll}$, daß der Nullanteil i^{o}_{soll} auch sinusförmig sein soll, so führt dies zum Steinmetz-Kompensationsverfahren /15/. Für beliebige Zeitverläufe der Verbraucherströme sind diese Nebenbedingungen besser so zu wählen, daß der Nullanteil i^{o}_{soll} verzögerungsfrei aus den sich im allgemeinen stochastisch ändernden Sollströmen $i_{Q\xi soll}$ bestimmt werden kann und daß sich auch keine große zusätzliche Bauleistung für den Stromrichter ergibt.

4.1.3 Scheinleistung der Kondensatorbatterie und des Stromrichters

Gemäß Gl. (4.1.2/5) wird, wie Bild 4.1.3/1 z.B. für sinusförmige Größen zeigt , mit betragsmäßig größer werdendem Kondensatorstrom $i_{C\xi}$ der Zeitwinkel ψ , in dem die

Kommutierungsbedingung verletzt wird, zwar kleiner, aber wenn der Anteil $i''_{V\xi}$ eine zur Spannung gleichphasige Komponente enthält, verschwindet er im allgemeinen nicht vollkommen.

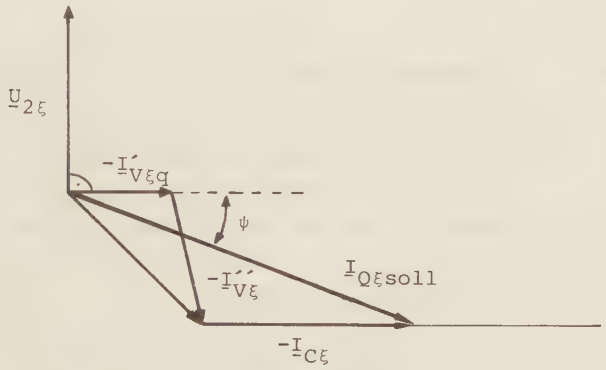


Bild 4.1.3/1 Ortskurve des notwendigen Stromrichtersollstromzeigers $\underline{I}_{Q\xi soll}$ bei Vergrößerung des Kondensatorstromes $I_{C\xi}$.
$\psi \to 0^{o}$ erst für $I_{C\xi} \to +\infty$

Besonders in der Nähe der Spannungsnulldurchgänge kann der Kondensatorstrom wegen seiner dort verschwindend kleinen zeitlichen Ableitung nicht bewirken, daß

$$u_{2\xi} \cdot \frac{di_{Q\xi soll}}{dx}\bigg|_{u_{2\xi} \to 0} \geq 0 \qquad (4.1.3/1)$$

erfüllt ist, auch wenn der Kondensator sehr groß gewählt würde.
Die Notwendigkeit eines zusätzlichen Nullanteils bei der Kompensation unsymmetrischer Blindströme mit einem netzgeführten Stromrichter ist damit verstärkt begründet. Für

beliebige stationäre Betriebszustände der gewählten Ofen-Ersatzschaltung können die Nullströme allerdings nur widerspruchfrei bestimmt werden, wenn die Kondensatorbatterie eine Mindestgröße nicht unterschreitet. Unter Beachtung der Voraussetzungen

$$u_{2RS} + u_{2ST} + u_{2TR} = 0 \qquad (4.1.3/2)$$

$$i_{QRSsoll} + i_{QSTsoll} + i_{QTRsoll} = 0 \qquad (4.1.3/3)$$

wurde festgestellt /15/ , daß der erforderliche Nullanteil zu jedem beliebigen Zeitpunkt nur bestimmbar ist, wenn in diesem Zeitpunkt die Kommutierungsbedingung höchstens von dem Strangstromsollwert verletzt wird, der von allen drei notwendigen Sollwerten $i_{Q\xi soll}$ (ξ=RS, ST, TR) den kleinsten zeitlichen Ableitungsbetrag besitzt.

Beschreibt man mit $S_C/3$ die Scheinleistung, für die jeder Strangkondensator ausgelegt werden soll, so erhält man in Abhängigkeit von der Kurzschlußleistung S_{Vk} des Verbrauchers

$$S_C = \chi \cdot S_{Vk} \qquad (4.1.3/4)$$

Das Kriterium für die widerspruchfreie Bestimmbarkeit eines Nullanteils führt dann dazu /15/, daß in jedem Betriebszustand des Verbrauchers ein χ_{min} angegeben werden kann, das nicht unterschritten werden darf, d.h.

$$\chi \geq \chi_{min} \qquad (4.1.3/5)$$

Für den Fall des Lichtbogenofens mit dem Ersatzschaltbild Bild 4.1.1/1 wurde festgestellt, daß $\chi_{min} = 1{,}5$ bei

$$S_{Vk} = \frac{U_{2RS}^2}{X_V} \qquad (4.1.3/6)$$

ist, wenn die Kommutierungsbedingung durch Einführung eines Nullanteils bei allen denkbaren stationären Betriebszuständen erfüllbar sein soll.

Die gleiche Mindest-Kondensatorgröße erhält man bei der Anwendung des Steinmetz-Verfahrens. Dies bedeutet also, daß das vorgestellte neuartige Kompensationsverfahren mit einem netzgeführten Stromrichter in dieser Hinsicht keinen Kondensator-Mehraufwand erfordert.

Um die Bauleistung des Stromrichters zu bestimmen, muß zunächst der größte Augenblickswert der drei Strangströme innerhalb des Bereichs der zulässigen Betriebszustände nach Gl. (4.1.2/6) berechnet werden.

$$\hat{i}_{Q\xi max} = \max \left\{ \overbrace{(i_{Q\xi soll} + i^{o}_{soll})} \ , \ (\xi = RS,ST,TR) \right\} \ . \qquad (4.1.3/7)$$

Die Scheinleistung $S_Q/3$, für die jeder Strang des Stromrichters ausgelegt werden muß, läßt sich dann nach /15/ näherungsweise aus

$$S_Q = 3 \cdot U_{2RS} \cdot \frac{\hat{i}_{Q\xi max}}{\sqrt{2}} \qquad (4.1.3/8)$$

berechnen.
S_Q hängt im allgemeinen von der gewählten Kondensatorgröße, dem Verlauf des Nullanteils i^{o}_{soll} und dem Betriebszustand des Verbrauchers ab, wie den Gln. (4.1.2/6), (4.1.3/7) und (4.1.3/8) zu entnehmen ist.
Im Fall des Lichtbogenofens beträgt S_Q etwa das 1,65 fache der Ofenkurzschlußleistung S_{Vk} /15/ , wenn:

- χ gleich 1,5 gewählt wird,
- der Leistungsfaktor bei allen Betriebszuständen Eins betragen soll und
- der Nullanteil i^{o}_{soll} in allen Betriebszuständen so gewählt wird, daß in Zeitbereichen, in denen $i_{Q\xi soll}$ die Kommutierungsbedingung verletzt, gerade

  $$u_{2\xi} \cdot \frac{d}{dx} (i_{Q\xi soll} + i^{o}_{soll}) = 0$$

  ist.

4.1.4 Verfahren zur Erzeugung eines Nullstrom-Sollwertes

Neben den im vorgehenden Abschnitt erläuterten Bedingungen soll der Nullanteil zusätzlich folgende Nebenbedingungen erfüllen:

a)- $\int_{x}^{x+2\pi} i^{o}_{soll} \cdot d\tau = 0$, d.h. wenn die Ströme $i_{Q\xi soll}$ periodisch sind und die Periodendauer $2\cdot\pi$ haben, soll der Nullanteil keinen Gleichanteil besitzen.

b)- In den Zeitbereichen, in denen keine Verletzung der Kommutierungsbedingung vorliegt, soll i^{o}_{soll} schnell wieder den Wert Null annehmen.

Definiert man nun die Zeitfunktionen

$$f_{min}(x) = \min\left\{\left|\frac{di_{Q\xi soll}}{dx}\right|,\ \xi = RS,ST,TR\right\} \qquad (4.1.4/1)$$

$$f_{max}(x) = \max\left\{\left|\frac{di_{Q\xi soll}}{dx}\right|,\ \xi = RS,ST,TR\right\} \qquad (4.1.4/2)$$

$$f_{2max}(x) = \left|\frac{di_{QRSsoll}}{dx}\right| + \left|\frac{di_{QSTsoll}}{dx}\right| + \left|\frac{di_{QTRsoll}}{dx}\right| - f_{max} - f_{min} \ , \qquad (4.1.4/3)$$

wobei f_{2max} den zweitgrößten Ableitungsbetrag bedeutet, dann gilt nach Abschnitt 4.1.3

$$\left|\frac{di_{Q\xi soll}}{dx}\right|_{x=x_o} = f_{min}(x_o) \ , \qquad (4.1.4/4)$$

wenn in dem Zeitpunkt x_o die Kommutierungsbedingung im Strang ξ verletzt wird.

Soll z.B. ξ = RS sein, dann gilt

$$\left|\frac{di_{QRSsoll}}{dx}\right|_{x=x_o} = f_{min}(x_o)$$

und weitere mögliche Beziehungen sind

$$\left|\frac{di_{QSTsoll}}{dx}\right|_{x=x_o} = f_{max}(x_o) \quad ,$$

$$\left|\frac{di_{QTRsoll}}{dx}\right|_{x=x_o} = f_{2max}(x_o)$$

und $\quad sign\left(\frac{di_{QRSsoll}}{dx}\right) = sign\left(\frac{di_{QTRsoll}}{dx}\right) \neq sign\left(\frac{di_{QSTsoll}}{dx}\right)$

wegen der Gl. (4.1.3/3) . Ein anderer möglicher Fall ergibt sich durch Vertauschen der Indizes ST und TR.
Damit die Kommutierungsbedingung mit Hilfe des Nullanteils i°_{soll} eingehalten werden kann, müssen die nachfolgenden Ungleichungen erfüllt sein:

$$sign\left(\frac{di^{\circ}_{soll}}{dx}\right) \neq sign\left(\frac{di_{QRSsoll}}{dx}\right)$$

$$\left|\frac{di^{\circ}_{soll}}{dx}\right| \geq \left|\frac{di_{QRSsoll}}{dx}\right| \quad ,$$

um das unzulässige Vorzeichen der Ableitung des Stromrichtersollstromes im Strang RS umzukehren.
Durch diese Wahl von i°_{soll} bleibt zwar

$$sign\left(\frac{di_{QSTsoll}}{dx} + \frac{di^{\circ}_{soll}}{dx}\right) = sign\left(\frac{di_{QSTsoll}}{dx}\right)$$

immer erhalten, das Vorzeichen von

$$\left(\frac{di_{QTRsoll}}{dx} + \frac{di^{\circ}_{soll}}{dx}\right)$$

kann sich aber umkehren, wenn nämlich

$$\left|\frac{di^{\circ}_{soll}}{dx}\right| > \left|\frac{di_{QTRsoll}}{dx}\right|$$

ist. Der Betrag der Ableitung von i°_{soll} darf deshalb eine obere Schranke nicht überschreiten

$$\left|\frac{di_{QRSsoll}}{dx}\right| \leq \left|\frac{di^{\circ}_{soll}}{dx}\right| \leq \left|\frac{di_{QTRsoll}}{dx}\right| \quad .$$

Wenn keine Verletzung der Kommutierungsbedingung mehr vorliegt und die Nebenbedingung b (schnelle Rückführung nach Null) erfüllt werden soll, dann muß das Vorzeichen der zeitlichen Ableitung von i°_{soll} zunächst das entgegengesetzte Vorzeichen wie i°_{soll} haben. Der Betrag der zeitlichen Ableitung muß so gewählt werden, daß die Kommutierungsbedingung in den drei Strängen nicht verletzt wird. Das ist mit Sicherheit der Fall für

$$\left|\frac{di^{\circ}_{soll}}{dx}\right| \leq f_{min}(x) \quad ,$$

denn dann wird bei keinem Stromrichterstrom das Vorzeichen der Ableitung geändert. Zusammengefaßt wird das Verfahren zur Erzeugung eines Nullanteils i°_{soll} wie folgt formuliert, wenn i°_{soll} überhaupt bestimmbar ist:

- Wenn

$$u_{2\xi} \cdot \frac{di_{Q\xi soll}}{dx} < 0 \qquad \text{mit} \quad \xi = \text{RS oder ST oder TR}$$

dann muß i°_{soll}

$$f_{min}(x) \leq \left|\frac{di^{\circ}_{soll}}{dx}\right| \leq f_{2max}(x) \qquad (4.1.4/5)$$

und $$\text{sign}\left(\frac{di^{\circ}_{soll}}{dx}\right) = -\text{sign}\left(\frac{di_{Q\xi soll}}{dx}\right) \qquad (4.1.4/6)$$

erfüllen, sonst wenn

$$u_{2\xi} \cdot \frac{di_{Q\xi soll}}{dx} \geq 0 \qquad \text{für} \quad = RS, ST, TR$$

dann muß der Nullanteil i^{o}_{soll}

$$\left|\frac{di^{o}_{soll}}{dx}\right| \leq f_{min}(x) \qquad (4.1.4/7)$$

und $$sign\left(\frac{di^{o}_{soll}}{dx}\right) = - sign(i^{o}_{soll}) \qquad (4.1.4/8)$$

erfüllen, wenn $i^{o}_{soll} \neq 0$ ist, sonst

$i^{o}_{soll} = 0$.

Informationstechnisch läßt sich dieses Verfahren in dem Blockschaltbild Bild 4.1.4/1 darstellen:
In den Differenzierern (1) werden die zeitlichen Ableitungen der Strangströme gebildet, deren Beträge an den Ausgängen der Betragsbildner (2) zur Verfügung stehen. Mit den Komparatoren (3) , den UND-Gliedern (4) und den Analogschaltern (5) werden jeweils die kleinsten Beträge der Ableitungen der Ströme ermittelt und mit dem Summierer (6) zu der Funktion $f_{min}(x)$ addiert. Nach der Gewichtung mit einem Faktor $V_2 \leq 1$ durch den Verstärker (7) erhält man die Zeitfunktion

$$f_a(x) = V_2 \cdot f_{min}(x) \quad , \qquad (4.1.4/9)$$

die die Ungleichung (4.1.4/7) generell erfüllt. Mit den Komparatoren (3) , den UND-Gliedern (9) , den Analogschaltern (10) und dem Summierer (11) wird die Summe der Beträge der Ableitungen der Ströme ohne den jeweils größten Betrag bestimmt, d.h. die Summe $\{f_{2max}(x) + f_{min}(x)\}$. Von diesem Wert wird in dem Summierer (13) $2 \cdot f_{min}(x)$ abgezogen, so daß man die Funktion $\{f_{2max}(x) - f_{min}(x)\}$ erhält, die im Verstärker (14) mit einem Faktor $V_1 \leq 1$ versehen wird. Der Summierer (15) liefert die Zeitfunktion f_b mit

$$f_b(x) = f_{min}(x) + V_1 \cdot \{f_{2max}(x) - f_{min}(x)\} \quad , \qquad (4.1.4/10)$$

die die Ungleichung (4.1.4/5) generell erfüllt. In den Komparatoren (17) und (18) werden die binären Signale gebildet, die den Vorzeichen der Spannungen bzw. Ableitungen der Ströme zugeordnet sind.
Wenn ein negativer Stromableitungswert die Kommutierungsbedingung verletzt, erzeugen die Glieder (19) und (21) ein Eins-Signal, welches das positive Signal $f_b(x)$ entprechend den Ungleichungen (4.1.4/5) und (4.1.4/6) über den Analogschalter (25) zu dem Summierer (31) durchschaltet. Analog dazu wird mit den Gliedern (20) , (22) und dem Schalter (28) bei positiven Ableitungswerten das negative Signal $-f_b(x)$ auf den Summierer (31) gegeben. Am Ausgang des Integrators (32) kann der Zeitverlauf des Nullanteils i°_{soll} abgegriffen werden. Wenn keine Kommutierungsbedingung verletzt ist, bleiben die Schalter (25) , (28) geöffnet, und der Schater (30) wird durch das NOR-Glied (23) zugeschaltet. Die Rückführung des Nullanteils nach Null entsprechend den Ungleichungen (4.1.4/7) und (4.1.4/8) wird nun durch den Komparator (24) , die Analogschalter (26) , (27) , (30) und die Summierer (29) (31) bewirkt.

Die Wahl der Faktoren V_1 und V_2 hängt von weiteren gestellten Forderungen ab. Wenn z.B. verlangt wird, daß der Effektivwert des Nullanteils i°_{soll} möglichst klein sein soll, dann werden sinnvollerweise $V_1 = 0$ und $V_2 = 1$ gewählt.
In diesem Fall hat man

$$f_a(x) = f_b(x) = f_{min}(x)$$

und

$$\frac{d}{dx}\,(i_{Q\xi soll} + i^{\circ}_{soll}) = 0$$

in dem Strang ξ , dessen ursprünglicher Strom $i_{Q\xi soll}$ die Kommutierungsbedingung verletzt hat.

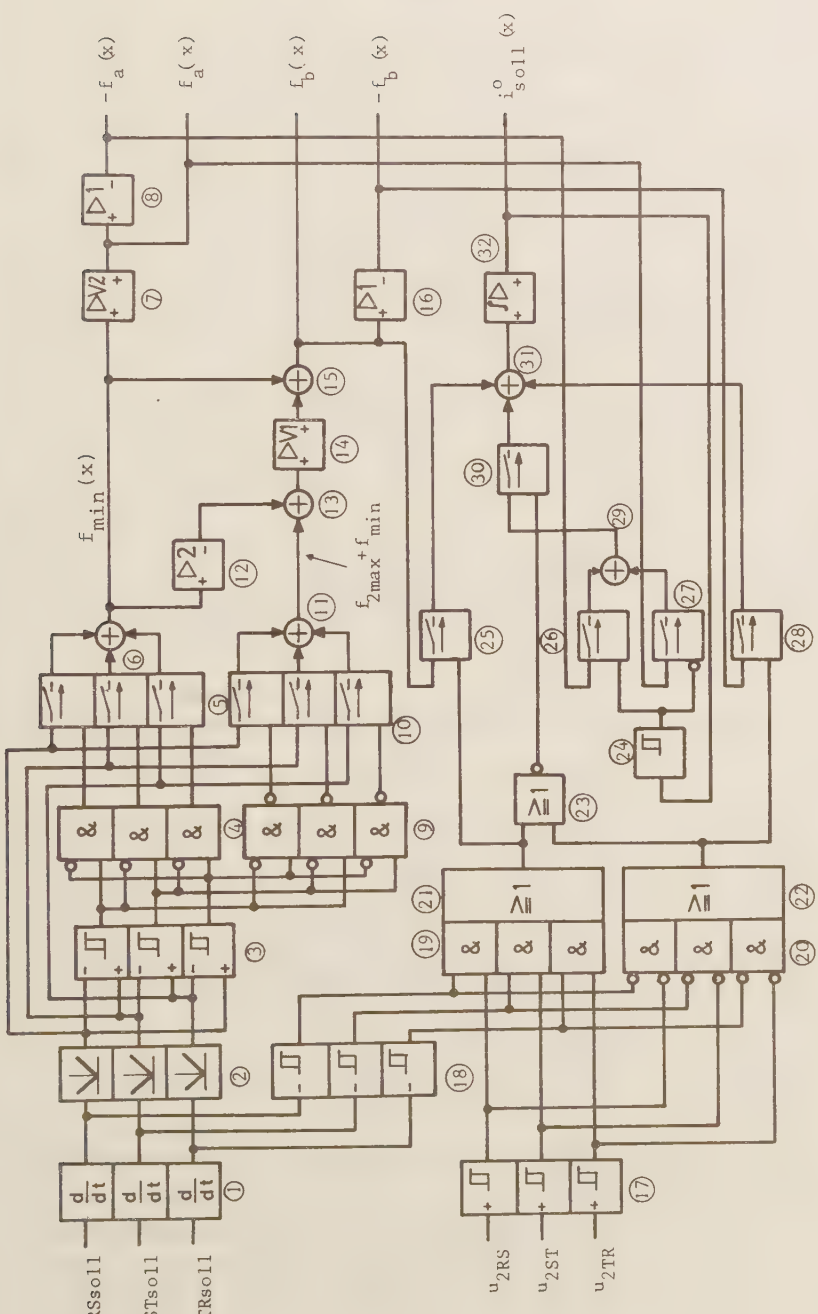


Bild 4.1.4/1 Blockschaltbild zur Bildung eines Nullstromsollwertes i^o_{soll}

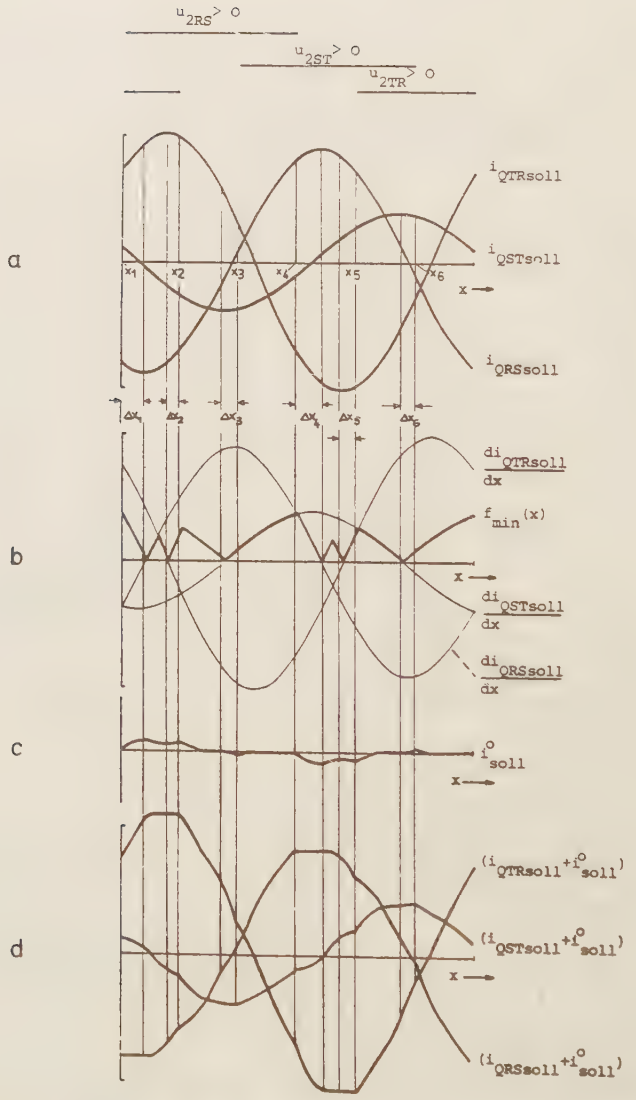


Bild 4.1.4/2 Beispiel von Stromverläufen mit und ohne Nullanteil .

Ofenbetriebszustand: $\varphi_{VR}=21^{\circ}$, $\varphi_{VS}=\varphi_{VT}=90^{\circ}$

Nullstrombildung mit $V_1 = 0$ und $V_2 = 1$

Notwendiger Nullanteil in den Zeitbereichen Δx

Bild 4.1.4/2 zeigt ein Beispiel für die Wirkungsweise dieses Verfahrens bei $V_1 = 0$ und $V_2 = 1$.
Im Bild 4.1.4/2a ist der Zeitverlauf der notwendigen drei sinusförmigen Strangstromsollwerte $i_{Q\xi soll}$ (ξ = RS, ST, TR) dargestellt, der sich z.B. aus Gln. (4.1.1/5), (4.1.1/7) und (4.1.2/5) bei einem Ofenbetriebszustand ($\varphi_{VR} = 21°$, $\varphi_{VS} = \varphi_{VT} = 90°$) und einer gewählten Kondensatorbatterie mit $X=1,5$ ergibt. Diese Ströme bilden ein unsymmetrisches System. Die Netzspannungen mit den gekennzeichneten positiven Wertbereichen sollen voll symmetrisch und sinusförmig sein.
Im Bild 4.1.4/2b ist der Zeitverlauf der zeitlichen Ableitungen der drei notwendigen Strangsollwerte und der Funktion $f_{min}(x)$ dargestellt.
Bild 4.1.4/2c zeigt den von dem Integrierer (32) gelieferten Nullanteil i^{o}_{soll} .
Wie es im Bild 4.1.4/2d bestätigt wird , erfüllen die Summensollwerte $(i_{Q\xi soll} + i^{o}_{soll})$ nun die Kommutierungsbedingung, und zwar für die gesamte Periodendauer.

4.2 Stromrichter mit endlichen vielen Stufenwerten des Strangstromes

Mit Rücksicht auf Wirtschaftlichkeit und technische Realisierungsmöglichkeit wird die Anzahl M der Teilstromrichter (Bilder 2.1/1 und 2.2/1) in der Praxis begrenzt bleiben, wobei M von einem Anwendungsfall zu einem anderen unterschiedlich sein kann, aber immer eine kleine Zahl sein wird. Wegen der diskreten Übersetzungsverhältnisse gemäß den Gln. (2.1/2), (2.1/3) und (2.2/3) weichen die Strangströme im allgemeinen von denen eines idealen Stromrichters mit unendlich vielen Teilstromrichtern ab. Die aus den Verbraucher- und Kondensatorströmen nach Gl. (4.1.2/6) berechneten Ströme werden im folgenden als Sollwerte für den Stromrichter mit endlich vielen Stufenwerten aufgefaßt und bilden damit die Basis zur Betrachtung der Fehler zwischen Soll- und Istwerten.

Es soll zunächst von folgenden Voraussetzungen ausgegangen werden:

a)- Die Steuerungen der drei Stränge sollen voneinander unabhängig bleiben, d.h. für die drei Strangströme gilt weiterhin die Gl. (2.2/1).

b)- Die kommutierungszeit von einem Ventilzweig auf einen anderen ist zu vernachlässigen.

Unter Berücksichtigung der Voraussetzung a können sich die Untersuchungen vorerst auf einen Strang beschränken. (Der Index "ξ" zur Kennzeichnung der Stränge wird aus Gründen der Übersichtlichkeit fortgelassen, wenn keine Verwechslungsgefahr besteht.)

4.2.1 Steuerverfahren mit minimalem Augenblicksfehler der Strangströme

4.2.1.1 Augenblicksfehler

Definiert man

$$E_i = \frac{i_{Qsoll} - i_Q}{\hat{i}_{Qmax}} \qquad (4.2.1.1/1)$$

als relativen Fehler zwischen Soll- und Istströmen, dann wird bei dem Steuerverfahren mit konstanten Schwellenwerten gemäß Gl.(2.1/4) der Größtwert E_{imax} des Fehlers zu

$$E_{imax} = \frac{1}{2 \cdot M} \qquad \text{wegen} \qquad |i_{Qsoll} - i_Q| \leq \frac{1}{2} \cdot i_d \quad .$$

Bei allen anderen Steuerverfahren, die mit Schwellenwerten arbeiten, die von denen gemäß Gl. (2.1/4) abweichen, kann man anhand des Beispiels im Bild 2.1/2 feststellen, daß

$$E_{imax} > \frac{1}{2 \cdot M}$$

wird, d.h. daß größere Abweichungen zwischen den Augenblickswerten von Soll- und Istströmen auftreten können.

4.2.1.2 Grundschwingungsfehler bei Vorgabe von Blind-Sollstrommitsystemen

Mit der Betrachtung der Augenblicksfehler allein können zunächst noch keine hinreichende Aussagen über das Stellverhalten des Stromrichters in der gesamten Kompensationsanordnung gemacht werden. Man kann zeigen, daß die Augenblicksfehler zwar große momentane Abweichungen in dem Zeitverlauf der Spannung verursachen können, aber ihren Effektivwert nur wenig beeinflussen (Anhang A8). Wenn jedoch die Hauptaufgabe der Kompensation die Stabilisierung des Spannungseffektivwertes sein soll, müssen weitere Untersuchungen über andere Arten von Fehler durchgeführt werden. Dies ist nur möglich und sinnvoll, wenn für die Stromrichtersollströme, die im allgemeinen nur die Kommutierungsbedingung (2.1/7) erfüllen müssen, bestimmte Kurverformen vorausgesetzt werden. Es wird deshalb im folgenden das Blindstrommitsystem gewählt. Die sinusförmigen Ströme dieses Systems eilen bekanntlich den jeweiligen Spannungen um 90° nach und besitzen alle die gleiche Amplitude. Im stationären Betrieb beeinflußt dann der Fehler zwischen diesen Sollströmen und den Grundschwingungsanteilen der Istströme den Effektivwert der Spannung am stärksten.

Bild 4.2.1.2/1 stellt einen Verlauf der positiven Halbschwingung der Soll- und Istströme eines Stranges für M = 4 dar. Die Definition der Steuerwinkel geht aus dem Bild hervor, und es gilt hier

$$\alpha_m \geq 0^{\circ}$$

$$\alpha_{m-} = -\alpha_m \qquad (4.2.1.2/1)$$

$$m = 1,2,3,\ldots,M \quad .$$

Bezeichnet man nun die positiven Schwellenwerte mit S_m

$$S_m = (m - \frac{1}{2}) \cdot \frac{\hat{I}_{Qmax}}{M} \quad , \qquad (4.2.1.2/2)$$

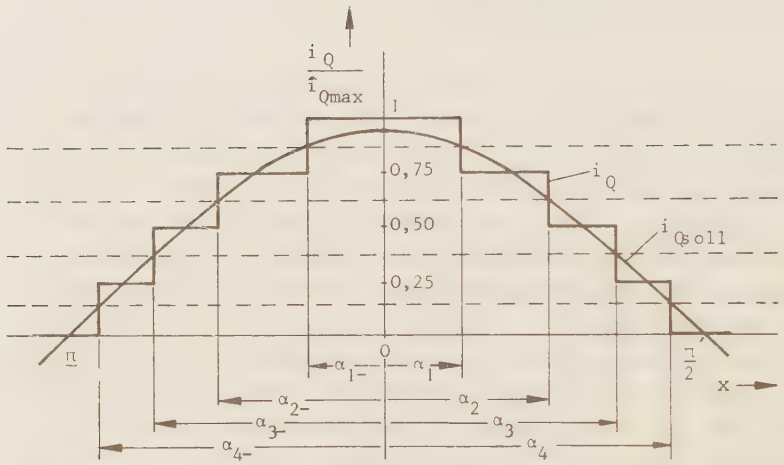


Bild 4.2.1.2/1 Verlauf der positiven Halbschwingung der Soll- und Istströme eines Stranges bei M=4. Stromrichter nach Bild 2.2/1. Definition der Steuerwinkel

dann lassen sich die Steuerwinkel aus

$$\alpha_m = \begin{cases} \arccos\left(\dfrac{S_m}{\hat{I}_{Qsoll}}\right) & \text{für } \hat{I}_{Qsoll} > S_m \\ 0^\circ & \text{für } \hat{I}_{Qsoll} \le S_m \end{cases}$$

mit $0^\circ \le \alpha_m \le 90^\circ$ (4.2.1.2/3)

berechnen, wobei $\hat{I}_{Qsoll}$ der Scheitelwert des Sollstromes

$i_{Qsoll} = \hat{I}_{Qsoll} \cdot \cos x$ ist. (4.2.1.2/4)

Der Stromscheitelwert $\hat{I}_{Qsoll}$ soll außerdem die Ungleichung (2.1/6) erfüllen, d.h.

$$\hat{I}_{Qsoll} \le (M + \tfrac{1}{2}) \cdot i_d \quad .$$

Da der Iststrom i_Q eine gerade Zeitfunktion ist, d.h.

$i_Q(x) = i_Q(-x)$ und

$i_Q(x) = -i_Q(x + \pi)$,

kann er nach einer Fourieranalyse durch

$$i_Q = \sum_{\nu=1}^{\infty} \hat{I}_{Q\nu} \cdot \cos(\nu \cdot x) \qquad (4.2.1.2/5)$$

mit

$$\hat{I}_{Q\nu} = \frac{\hat{I}_{Qmax}}{M} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \sum_{m=1}^{M} \frac{1}{\nu} \cdot \sin(\nu \cdot \alpha_m) \qquad (4.2.1.2/6)$$

und $\nu = 1,3,5,7,...$

dargestellt werden.
Zweckmäßigerweise wird dieser Strom i_Q in einen Grundschwingungsanteil und einen Oberschwingungsanteil zerlegt

$$i_Q = \hat{I}_{Q1} \cdot \cos(x) + \sum_{\nu=3}^{\infty} \hat{I}_{Q\nu} \cdot \cos(\nu \cdot x) \quad . \qquad (4.2.1.2/7)$$

Während der Oberschwingungsanteil zum größten Teil durch die parallel zum Stromrichter geschaltete Kondensatorbatterie fließt, kann der Grundschwingungsanteil als der wesentliche Istwert des Sollstromes nach Gl. (4.2.1.2/4) betrachtet werden. Aus Gln. (4.2.1.2/3) und (4.2.1.2/6) folgt

$$\hat{I}_{Q1} = \frac{\hat{I}_{Qmax}}{M} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \sum_{m=1}^{M} \sqrt{1 - \left(\frac{S_m}{\hat{I}_{Qsoll}}\right)^2} \quad . \qquad (4.2.1.2/8)$$

Der relative Grundschwingungsfehler

$$E_{i1} = \frac{\hat{I}_{Qsoll}}{\hat{I}_{Qmax}} - \frac{4}{\pi \cdot M} \cdot \sum_{m=1}^{M} \sin\alpha_m \qquad (4.2.1.2/9)$$

oder

$$E_{i1} = \frac{\hat{i}_{Qsoll}}{\hat{i}_{Qmax}} - \frac{4}{\pi \cdot M} \cdot \sum_{m=1}^{M} \sqrt{1 - \left(\frac{S_m}{\hat{i}_{Qsoll}}\right)^2} \qquad (4.2.1.2/10)$$

hängt im allgemeinen von der Stufenzahl M und dem Sollstromscheitelwert $\hat{i}_{Qsoll}$ ab.
Wie die Bilder 4.2.1.2/2 und 4.2.1.2/3 veranschaulichen, nähert sich die Grundschwingungsamplitude $\hat{i}_{Q1}$ mit größer werdender Zahl M und größer werdender Sollstromamplitude $\hat{i}_{Qsoll}$ immer mehr dem Idealfall mit $M \to \infty$ an. Der größte Fehler bei einer festen Anzahl von M Teilstromrichtern tritt auf bei

$$\frac{\hat{i}_{Qsoll}}{\hat{i}_{Qmax}} = S_1 \qquad (4.2.1.2/11)$$

und beträgt

$$E_{i1max} = S_1 \quad \text{oder} \quad E_{i1max} = 1/2 \cdot M \quad . \qquad (4.2.1.2/12)$$

Bei einigen Werten der Sollstromamplitude ist der Fehler gleich Null. In der Fehlerkurve für M = 4 im Bild 4.2.1.2/3 sind beispielsweise diese Punkte durch die Buchstaben a bis i gekennzeichnet.

4.2.2 Steuerverfahren ohne Grundschwingungsfehler bei Blind-Sollstrommitsystemen

4.2.2.1 Allgemeines Prinzip

Es ist offensichtlich, daß bei konstanten Schwellenwerten kein Iststrom erzeugt wird, solange der Scheitelwert des Sollstromes den Schwellenwert mit dem kleinsten Betrag (d.h. S_1) nicht überschreitet. Wie die Gln. (4.2.1.2/11) und (4.2.1.2/12) zeigen, tritt der größte Fehler gerade dann auf, wenn der Scheitelwert des Sollstromes gleich dem

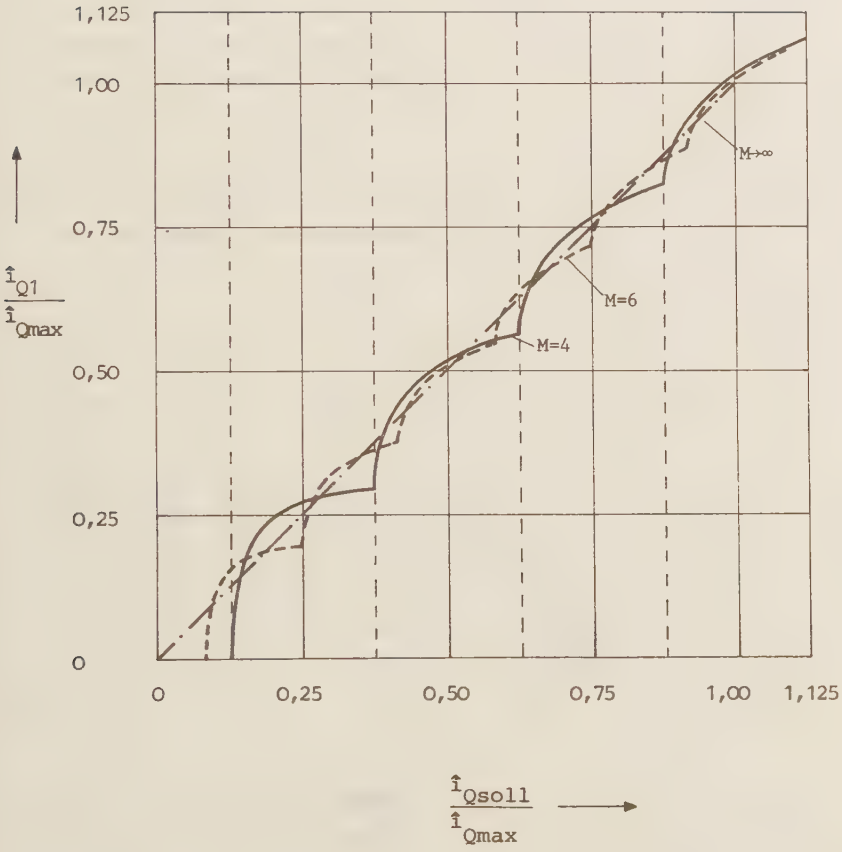


Bild 4.2.1.2/2 Abhängigkeit der Grundschwingungsamplitude $\hat{i}_{Q1}$ des Iststromes von der Amplitude $\hat{i}_{Qsoll}$ des Sollstromes bei dem Steuerverfahren mit konstanten Schwellenwerten.

M = 4 ————

M = 6 – – – —

M → ∞ —·—··

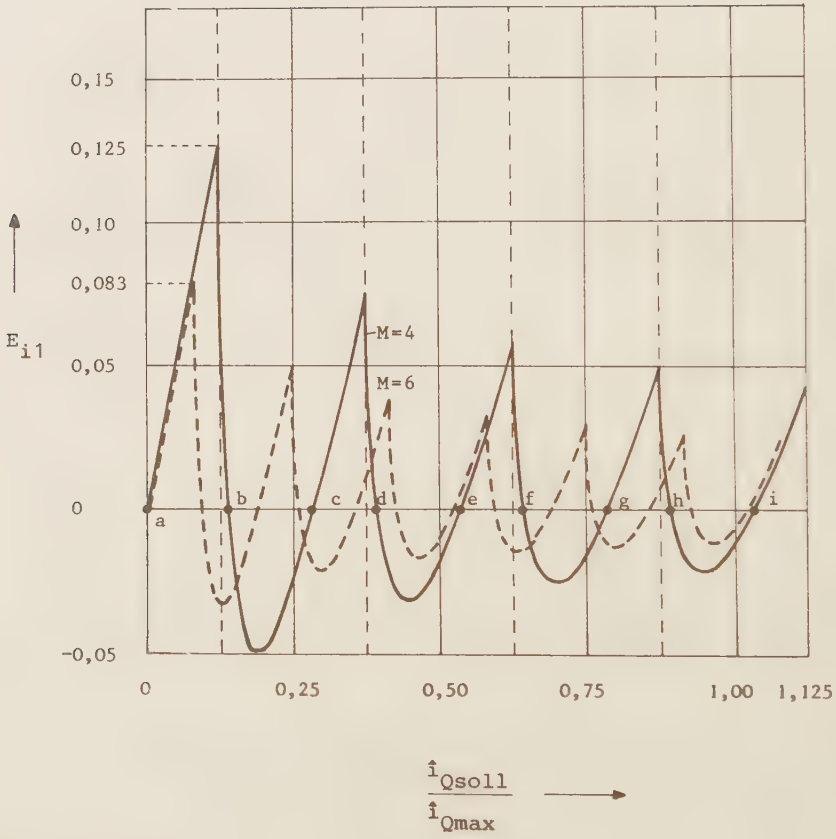


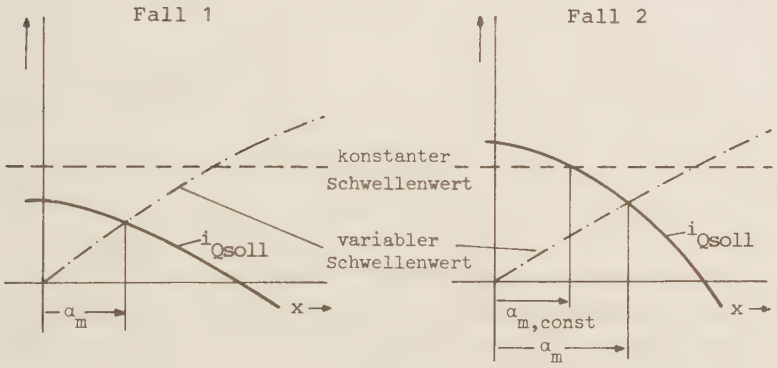
Bild 4.2.1.2/3 Relativer Grundschwingungsfehler zwischen Soll- und Istströmen bei dem Steuerverfahren mit konstanten Schwellenwerten.

M = 4 ———

M = 6 – – – –

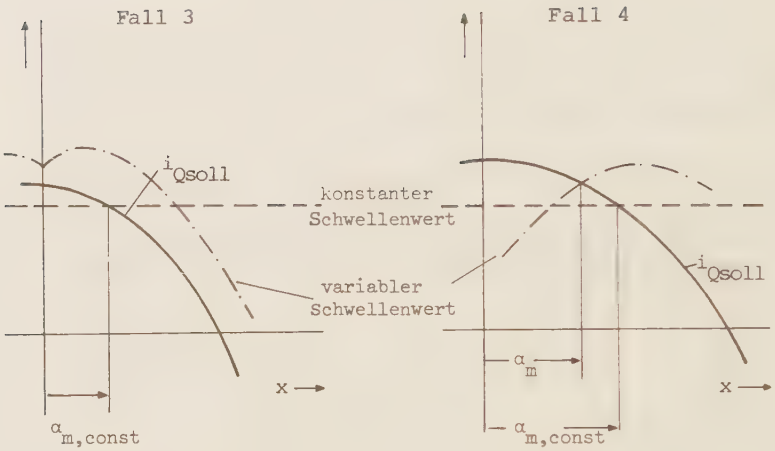
Betrag des kleinsten Schwellenwerts ist. Dieser Fehler ist für eine kleine Anzahl von M Teilstromrichtern relativ groß (z.B. 12,5 % bei M = 4) und sollte deshalb mit verbesserten Steuerverfahren vermindert werden. Der Fehler nach Gl. (4.2.1.2/9) kann durch die nachfolgende Änderung des Zeitverlaufs der Schwellenwerte ,d.h. durch die Änderung der Steuerwinkel ausgeglichen werden:

- In Zeitbereichen mit $E_{i1} > 0$, d.h. $\hat{i}_{Qsoll} > \hat{i}_{Q1}$ müssen die Beträge der Schwellenwerte gegenüber den bisher konstanten Werten gesenkt werden. Man erhält dann größere Steuerwinkel und damit eine größere Stromistwertamplitude, z.B.



	Fall 1	Fall 2
zeitlich konstanter S_m	$\alpha_{m,const} = 0^o$	$\alpha_{m,const} \neq 0^o$
zeitlich variabler S_m mit verringertem Wert	$\alpha_m > 0^o$	$\alpha_m > \alpha_{m,const}$

- In Zeitbereichen mit $E_{i1} < 0$, d.h. $\hat{i}_{Qsoll} < \hat{i}_{Q1}$, müssen die Beträge der Schwellenwerte gegenüber den konstanten Werten angehoben werden. Man erhält dann kleinere Steuerwinkel und damit eine kleinere Stromistwertamplitude, z.B.



	Fall 3	Fall 4
zeitlich konstanter S_m	$\alpha_{m,const} \neq 0^\circ$	$\alpha_{m,const} \neq 0^\circ$
zeitlich variabler S_m mit vergrößertem Wert	$\alpha_m = 0^\circ$	$\alpha_m < \alpha_{m,const}$

Nach diesem Prinzip können alle Schwellenwerte so geändert werden, daß der Fehler E_{i1} in einem gewissen Steuerbereich verschwindet. Aus der Forderung $E_{i1} \equiv 0$, d.h. $\hat{i}_{Q1} \equiv \hat{i}_{Qsoll}$, und der Gl. (4.2.1.2/9) erhält man z.B.

$$\frac{\hat{i}_{Qsoll}}{\hat{i}_{Qmax}} \equiv \frac{\hat{i}_{Q1}}{\hat{i}_{Qmax}} = \frac{4}{\pi \cdot M} \cdot \sum_{m=1}^{M} \sin\alpha_m \quad . \qquad (4.2.2.1/1)$$

Für die jetzt nicht mehr konstanten Verläufe der Schwellenwerte $S_m(x)$ $(m = 1, 2, \ldots, M)$ gilt in den Schnittpunkten mit dem Sollstromverlauf:

$$\frac{S_m(\alpha_m)}{\hat{i}_{Qmax}} = \frac{\hat{i}_{Q1}}{\hat{i}_{Qmax}} \cdot \cos\alpha_m \quad . \qquad (4.2.2.1/2)$$

Einsetzen von Gl. (4.2.2.1/1) in Gl. (4.2.2.1/2) liefert:

$$\frac{S_m(\alpha_m)}{\hat{i}_{Qmax}} = \frac{4}{\pi \cdot M} \cdot \cos\alpha_m \cdot \sum_{m=1}^{M} \sin\alpha_m \quad . \qquad (4.2.2.1/3)$$

Die Schwellenwertverläufe des verschiedenen Stufenwerts sind nicht unabhängig voneinander. Deshalb müssen zur Ermittlung einer eindeutigen Lösung zusätzliche Forderungen angegeben werden.

4.2.2.2 Steuerverfahren I

Damit jeder Schwellenwertverlauf S_m allein für sich analytisch darstellbar ist, werden alle Steuerwinkel außer α_m auf konstanten Werten festgehalten. Wenn z.B. $\alpha_1 = \alpha_2 = \ldots\ldots = \alpha_{m-1} = 90^\circ$ vorausgesetzt wird (das bedeutet das Ende der Aussteuerungsbereiche, die durch die Schwellenwerte S_1 bis S_{m-1} bestimmt werden) und weiterhin $\alpha_{m+1} = \alpha_{m+2} = \ldots\ldots = \alpha_M = 0^\circ$ (keine Aussteuerung durch $S_{m+1} \ldots\ldots S_M$) gewählt wird, erhält man aus Gl. (4.2.2.1/3)

$$\frac{S_m(x)}{\hat{i}_{Qmax}} = \frac{4}{\pi \cdot M} \cdot \left[(m - 1) \cdot \cos x + \frac{1}{2} \cdot \sin(2 \cdot x) \right] \qquad (4.2.2.2/1)$$

für $0 \leq x \leq \pi/2$.

Aus Symmetriegründen gilt außerdem:

$$S_m(x) = S_m(-x) \quad . \qquad (4.2.2.2/2)$$

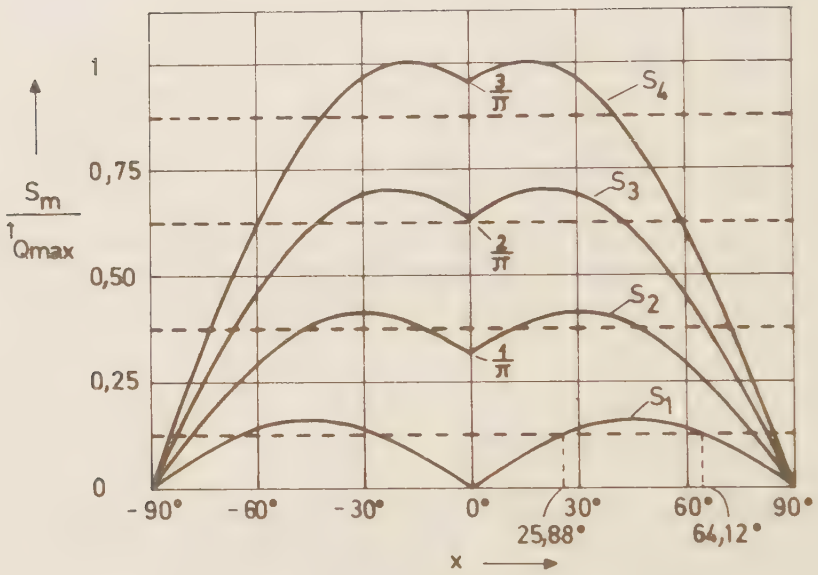


Bild 4.2.2.2/1 Steuerverfahren I
M = 4

Im Bild 4.2.2.2/1 sind die sich dann ergebenden Schwellenwertverläufe im Bereich von -90° bis 90° für den Fall M = 4 dargestellt.

An den so bestimmten Schwellenwerten erkennt man folgende Merkmale:

- Der sinusförmige Sollstrom $\hat{I}_{Qsoll}$ schneidet alle vier Schwellenwerte bei -90° und 90°. Die Frage, ob diese Schnittpunkte als Zündbefehle für den Stromrichter zu verstehen sind, muß eine zusätzliche Logik entscheiden, die die Steigung des Sollstromes mit den Steigungen der Schwellenwerte in diesen Punkten vergleicht.

- Die maximale augenblickliche Abweichung zwischen Soll- und Istwert beträgt jetzt $\hat{i}_{Qmax}$, nämlich wenn alle Steuerwinkel gleich 90° bzw. -90° sind. Hierbei hat der Iststrom einen rechteckförmigen Verlauf mit der Amplitude $\hat{i}_{Qmax}$.
- Die Unabhängigkeit der Steuerung in den drei Strängen wird nicht mehr gewährleistet, weil die Steuerwinkel bei höher werdender Sollstromamplitude schnell gegen 90° bzw. -90° streben. Wenn nämlich der Strom in einem Strang z.B. gerade so groß ist, daß $\alpha_1 = \alpha_2 = \ldots = \alpha_M = 90^{\circ}$ ist, dann kann bei einem Stromrichter nach Bild 2.2/1 kein Iststrom mit dem gleichen Vorzeichen mehr in den restlichen zwei Strängen erzeugt werden; dazu müßte der Stromrichter aus drei Grundschaltungen nach Bild 2.1/1 zusammengesetzt werden.
- Die bezüglich der Grundschwingung fehlerfreie Steuerung erstreckt sich bis zu einer Sollstromamplitude

  $$\hat{i}_{Qsoll} = \frac{4 \cdot M}{\pi} \cdot i_d = 1{,}27 \cdot M \cdot i_d \quad ,$$

  die merklich höher liegt als der Wert $(1 + \frac{1}{2 \cdot M}) \cdot M \cdot i_d$ nach der Ungleichung (2.1/6), wenn M >1 ist.

4.2.2.3 Steuerverfahren II

Da die konstanten Schwellenwerte nach Gl. (4.2.1.2/2) den kleinsten Augenblicksfehler liefern, sollen sie nur in den Zeitbereichen geändert werden, in denen es unbedingt erforderlich ist.
Der erste Schwellenwert S_1 hat dann für kleine Werte von $|x|$ zunächst den gleichen Verlauf wie beim Steuerverfahren I bis zu einem Steuerwinkel α_{1const} , bei dem er gleich dem ersten konstanten Schwellenwert ist:

$$\frac{S_1(\alpha_{1const})}{\hat{i}_{Qmax}} = \frac{1}{2 \cdot M} \quad . \qquad (4.2.2.3/1)$$

Wie aus dem Bild 4.2.2.2/1 zu entnehmen ist, gibt es zwei Winkel ($25{,}88^{\circ}$ und $64{,}12^{\circ}$ bei M = 4), die diese Forderung erfüllen. Würde man ab dem Winkel $25{,}88^{\circ}$ z.B. den Schwellenwert auf dem konstanten Wert festhalten, dann hätte man nur das positive Fehlerkurvenstück zwischen den Punkten a und b im Bild 4.2.1.2/3 zu Null gemacht. Das negative Kurvenstück zwischen b und c bliebe aber bestehen. Der in diesem Bereich zu große Istwert kann nur durch eine Vergrößerung des Schwellenwertes S_1 verringert werden. Erst ab $|x| > 64{,}12^{\circ}$ kann der Schwellenwert S_1 konstant gehalten werden. Nach Bild 4.2.1.2/3 ist der Fehler zwischen den Punkten c und d wieder positiv und der jetzt zu kleine Istwert der Grundschwingung kann durch eine entsprechende Absenkung des zweiten Schwellenwerts S_2 vergrößert werden. Der Beginn dieses Bereichs beim Steuerwinkel α_{1const} berechnet sich aus

$$\alpha_{1const} = 90^{\circ} - \frac{1}{2} \arcsin\left(\frac{\pi}{M}\right) \quad .$$

Für die numerische Berechnung ist für diesen Winkel eine weitere Angabe notwendig, nämlich

$$\left.\frac{dS_1}{dx}\right|_{x=\alpha_{1const}} < 0 \quad .$$

Im ersten Aussteuerbereich , d.h. bis zu einer Sollwertamplitude

$$\frac{\hat{I}_{Qsoll}}{\hat{I}_{Qmax}} = \frac{1}{2 \cdot M \cdot \cos\alpha_{1const}} \qquad (4.2.2.3/2)$$

bleibt der Grundschwingungsfehler dann infolge der Änderung von S_1 gleich Null. Soll dies auch für Sollstromamplituden, die größer als dieser Grenzwert sind, gelten, muß es einen nicht verschwindenen Steuerwinkel α_2 geben, der aus

$$\frac{\hat{I}_{Qsoll}}{\hat{I}_{Qmax}} \equiv \frac{\hat{I}_{Q1}}{\hat{I}_{Qmax}} = \frac{1}{\pi} \cdot (\sin\alpha_1 + \sin\alpha_2) \qquad (4.2.2.3/3)$$

bestimmt werden kann.
Der Steuerwinkel α_1 ergibt sich aus dem Schnittpunkt der Sollstromkurve mit dem konstanten Verlauf des Schwellenwertes nach Gl. (4.2.2.3/1) zu:

$$\sin\alpha_1 = \sqrt{1 - \left(\frac{1}{2 \cdot M} \cdot \frac{\hat{i}_{Qmax}}{\hat{i}_{Qsoll}} \right)^2} \quad . \qquad (4.2.2.3/4)$$

Der Wert des Schwellenwertes S_2 für eine gegebene Stromamplitude berechnet sich dann aus

$$\frac{S_2}{\hat{i}_{Qmax}} = \frac{\hat{i}_{Qsoll}}{\hat{i}_{Qmax}} \cdot \cos\alpha_2 \quad . \qquad (4.2.2.3/5)$$

Mit den Gln. (4.2.2.3/3), (4.2.2.3/4) und (4.2.2.3/5) wird der Verlauf von S_2 wiederum bis zu einem Steuerwinkel α_{2const} berechnet, bei dem

$$\frac{S_2(\alpha_{2const})}{\hat{i}_{Qmax}} = \frac{3}{2 \cdot M} \quad , \qquad (4.2.2.3/6)$$

gilt, d.h. S_2 stimmt hier mit dem Wert des früher berechneten zweiten konstanten Schwellenwerts überein, wobei außerdem

$$\left. \frac{dS_2}{dx} \right|_{x=\alpha_{2const}} < 0$$

ist. Für Zeitwinkelbereiche $|x| > \alpha_{2const}$ soll S_2 diesen konstanten Wert weiter beibehalten. Bis zu einer Sollwertamplitude

$$\frac{\hat{i}_{Qsoll}}{\hat{i}_{Qmax}} = \frac{3}{2 \cdot M \cdot \cos\alpha_{2const}} \qquad (4.2.2.3/7)$$

bleibt der Grundschwingungsfehler infolge der Änderung von S_2 dann gleich Null.

Für den 3., den 4. bis hin zum M.ten Schwellenwertverlauf wird entsprechend vorgegangen. Es wird nämlich beim m.ten

Schwellenwertverlauf zunächst aus

$$\frac{\hat{i}_{Qsoll}}{\hat{i}_{Qmax}} = \frac{4}{\pi \cdot M} \cdot \left(\sum_{l=1}^{m-1} \sin\alpha_l + \sin\alpha_m \right) \qquad (4.2.2.3/8)$$

mit

$$\sin\alpha_1 = \sqrt{1 - \left[\left(1 - \frac{1}{2}\right) \cdot \frac{1}{M} \cdot \frac{\hat{i}_{Qmax}}{\hat{i}_{Qsoll}} \right]^2} \qquad (4.2.2.3/9)$$

der Steuerwinkel α_m berechnet. Der Wert von S_m wird dann mit

$$\frac{S_m}{\hat{i}_{Qmax}} = \frac{\hat{i}_{Qsoll}}{\hat{i}_{Qmax}} \cdot \cos\alpha_m \qquad (4.2.2.3/10)$$

bestimmt, und zwar bis zu einem Steuerwinkel α_{mconst}, bei dem gilt

$$\frac{S_m(\alpha_{mconst})}{\hat{i}_{Qmax}} = \left(m - \frac{1}{2} \right) \cdot \frac{1}{M} \qquad (4.2.2.3/11)$$

und

$$\left. \frac{dS_m}{dx} \right|_{x=\alpha_{mconst}} < 0 \quad . \qquad (4.2.2.3/12)$$

Für M = 4 zeigt Bild 4.2.2.3/1 die Verläufe der Schwellenwerte, die nach dem obigen Prinzip ermittelt worden sind. Mit diesem Steuerverfahren beträgt nun der maximale Augenblicksfehler

$$E_{imax} = \frac{1}{M} \qquad (4.2.2.3/13)$$

und zwar bei $\alpha_1 \to + 0^\circ$, d.h. bei $\hat{i}_{Qsoll} \to 0$.

Ein möglicher Nachteil des Verfahrens II liegt darin, daß die Schwellenwertverläufe bereichsweise das gleiche Steigungsvorzeichen wie der Sollstrom besitzen. Der Schwellenwert S_1 im Bild 4.2.2.3/1 z.B. hat im Bereich von $x = 45^\circ$ bis $64{,}12^\circ$ negative zeitliche Ableitung, genau wie die

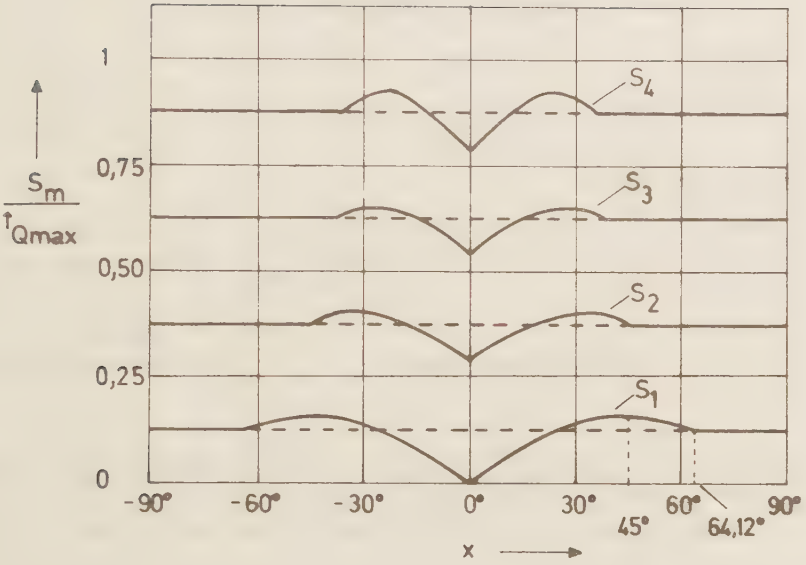


Bild 4.2.2.3/1 Steuerverfahren II
$\Delta\hat{I}_Q = 0$ für $0 \leq \frac{\hat{I}_{Qsoll}}{\hat{I}_{Qmax}} \leq 1{,}03$; M = 4

Ableitung des Sollstromes. Wenn sich in diesem Bereich die Beträge der zeitlichen Ableitungen des Sollstromes und des Schwellenwertes im Schnittpunkt nur geringfügig unterscheiden, könnte dies Schwierigkeiten im Hinblick auf die Genauigkeit des Steuerverfahrens geben.

4.2.2.4 Steuerverfahren III

Hier werden die Schwellenwertverläufe generell wie beim Verfahren II ermittelt. Der Unterschied besteht nur darin, daß

der zeitlich konstante Verlauf des jeweiligen Schwellenwerts ab dem Maximum der gekrümmten Schwellenwertkurve beginnt. Die Grenzwinkel α_{mconst} ergeben sich dann aus

$$\left.\frac{dS_m}{dx}\right|_{x=\alpha_{mconst}} = 0 \quad . \qquad (4.2.2.4/1)$$

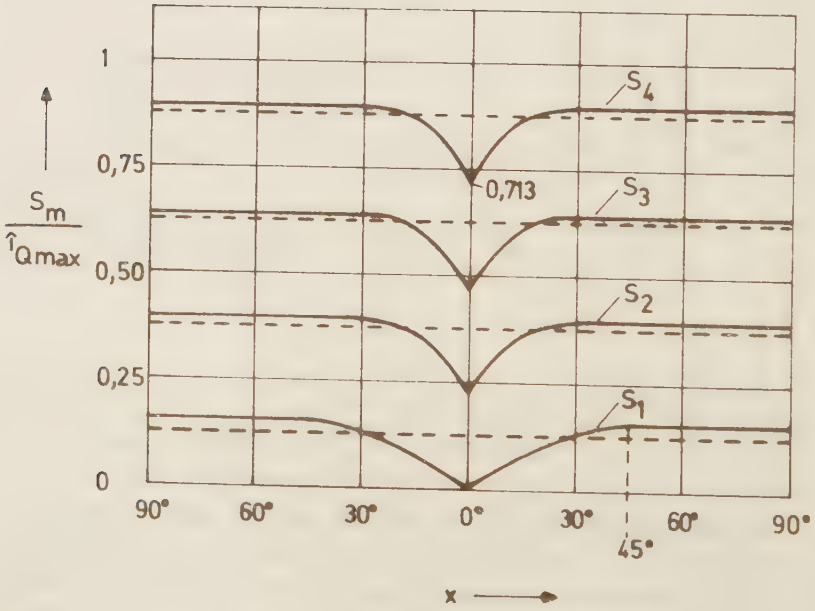


Bild 4.2.2.4/1 Steuerverfahren III $\Delta\hat{I}_Q = 0$ für $0 \leq \frac{\hat{I}_{Qsoll}}{\hat{I}_{Qmax}} \leq 0{,}95$; M = 4

Bild 4.2.2.4/1 stellt die Verläufe der Schwellenwerte für M = 4 dar. Die beim Steuerverfahren II möglicherweise vorhandenen Genauigkeitsprobleme können nicht mehr auftreten,

allerdings sind die für Zeitwinkelbeträge $|x| > \alpha_{mconst}$ konstanten Werte S_m dann im allgemeinen betragsmäßig größer als die Werte nach Gl. (4.2.1.2/2), d.h.

$$\frac{S_m(\alpha_{mconst})}{\hat{i}_{Qmax}} > (m - \frac{1}{2}) \cdot \frac{1}{M} \quad . \qquad (4.2.2.4/2)$$

Für den größten Augenblicksfehler gilt nun

$$E_{imax} > \frac{1}{M} \quad . \qquad (4.2.2.4/3)$$

Er tritt auf bei $\alpha_M \to 0^o$. Wenn z.B. $\hat{i}_{Qsoll}$ bei M = 4 gerade den Wert 0,713 · $\hat{i}_{Qmax}$ im Bild 4.2.2.4/1 überschreitet, ergibt sich

$$E_{imax} = 0{,}287 \quad .$$

4.2.3 Steuerverfahren mit minimalem Grundschwingungsfehler bei Blindsollstrommitsystemen unter Berücksichtigung endlicher Kommutierungszeiten

Die im Abschnitt 4.2.2 vorgestellten Steuerverfahren sind unter der Voraussetzung spontaner Kommutierung hergeleitet worden. Da aber reale netzgeführte Stromrichter endlich lange Kommutierungszeiten besitzen, führt die Anwendung der genannten Steuerverfahren zum Teil zu erheblichen Differenzen zwischen Soll- und Istströmen. In diesem Kapitel wird gezeigt, wie diese Fehler zustande kommen, und es werden Maßnahmen zur Vermeidung dieser Fehler vorgeschlagen und untersucht.
Die folgenden Untersuchungen basieren auf den zwei nachfolgenden Voraussetzungen

- Gut geglätteter und konstanter Gleichstrom i_d
- Kommutierungen nur von Haupt- auf Nullventile und umgekehrt.

In jedem Kommutierungskreis soll gemäß Bild 4.2.3/1 außerdem nur die Streuinduktanz X_k des Transformators wirksam sein.

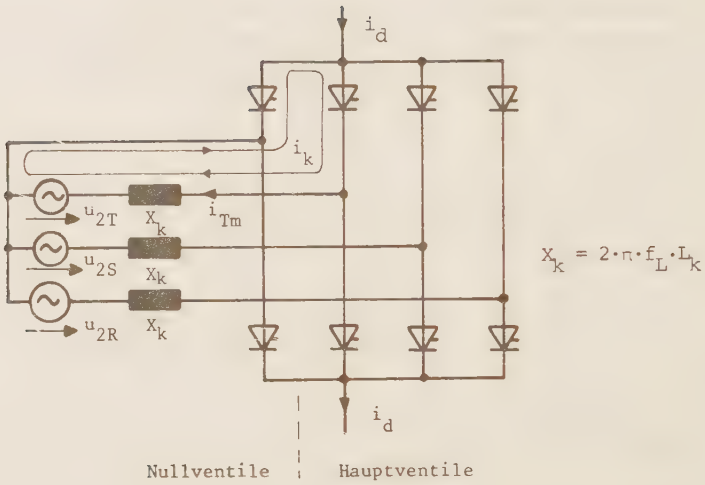


Bild 4.2.3/1 Ersatzschaltbild eines dreiphasigen Teilstromrichters mit Kommutierungsinduktivitäten L_k

Zur einfachen Beschreibung der folgenden Untersuchungen wird der Iststrom in fiktive "Stufenströme" (gemäß Bild 4.2.3/2) unterteilt.

Wegen der Induktivitäten X_k erfolgt die Übernahme bzw. Abgabe des Gleichstromes i_d durch einen Hauptzweig nicht mehr augenblicklich, die Kommutierungen zwischen den Haupt- und Nullventilen benötigen eine endliche Überlappungszeit, in der Haupt- und Nullventil gleichzeitig Strom führen. Der Kommutierungsstrom berechnet sich aus

$$i_k = \frac{1}{X_k} \int u_{2\xi} dx \quad .$$

Mit diesem Strom nimmt in dem Kommutierungskreis der Strom eines Ventils von Null bis i_d zu, während der Strom des anderen von i_d auf Null abnimmt.

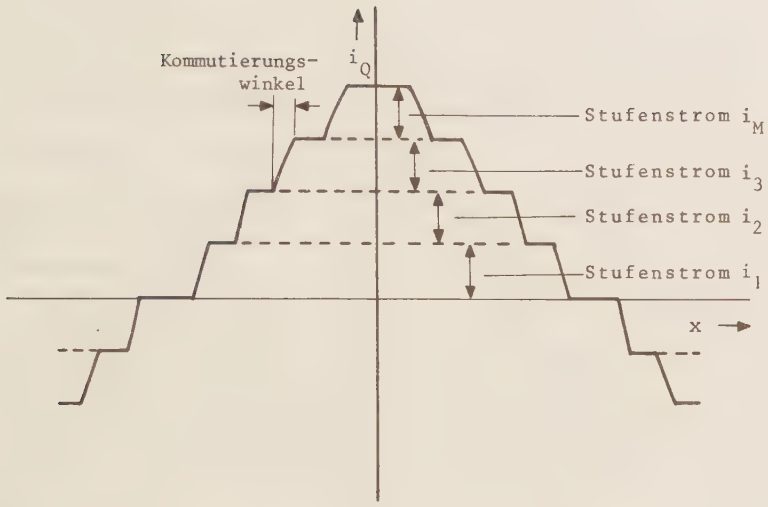


Bild 4.2.3/2 Unterteilung eines Iststromes in M fiktive Stufenströme. M = 4

4.2.3.1 Fehlerbetrachtung bei der Steuerung eines realen Stromrichters mit den bisher vorgestellten Steuerverfahren

Bild 4.2.3.1/1 zeigt den gewünschten Zeitverlauf des Iststromes und den Zeitverlauf des durch einen realen Stromrichter erzeugten Iststromes bei Anwendung des Steuerverfahrens mit konstanten Schwellenwerten.
Durch die endliche Kommutierungsdauer verschiebt sich die Grundschwingung des wirklichen Iststromes gegenüber dem sinusförmigen Sollstrom. Da nun die gesamte Phasenverschiebung zwischen Iststromgrundschwingung und der zugehörigen Strangspannung größer als 90° ist, gibt der Stromrichter an das Netz auch Wirkleistung ab, die ihm im Gleichstromkreis z.B. zugeführt werden muß. Außerdem wird die Grund-

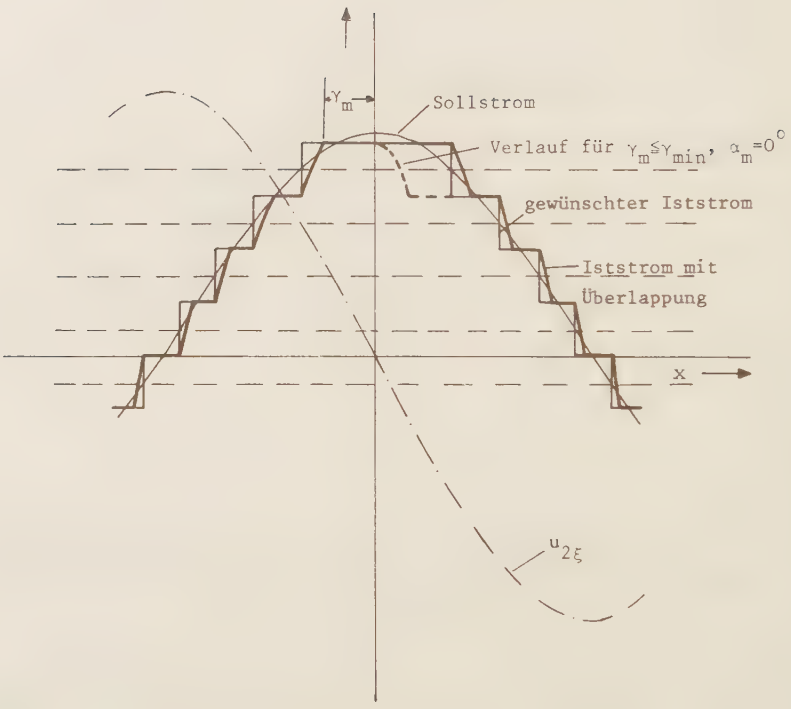


Bild 4.2.3.1/1 Zeitverläufe der Stromgrößen eines realen Stromrichters beim Steuerverfahren mit konstanten Schwellenwerten

schwingungsamplitude des Iststromes gegenüber dem Fall ohne Überlappung kleiner. Die Abweichung wird besonders groß, wenn beim obersten Stufenstrom der Schonwinkel γ_m (das ist der Zeitwinkel zwischen dem Ende der Stromführung eines Ventils und dem Zeitpunkt, an dem die Spannung das Ventil wieder in Durchlaßrichtung beansprucht) für das entsprechende Nullventil kleiner als der zulässige Grenzwert γ_{min} ist, denn

dann könnte anschließend das Nullventil ungewollt und unkontrolliert durchzünden. Deshalb muß das Nullventil dann bereits bei $\alpha_m = 0^\circ$ erneut gezündet werden. Mit dem Kommutierungsstrom bei der Zündung eines Hauptventils

$$i_k = \hat{i}_k \cdot (\cos x - \cos \alpha_{m-}) \qquad (4.2.3.1/1)$$

$$i_k \leq i_d$$

und der Abkürzung

$$\hat{i}_k = \frac{\sqrt{2} \cdot u_{2\xi}}{X_k} \qquad (4.2.3.1/2)$$

kann man den Steuerwinkelbereich für α_{m-}, in dem die Kommutierung sicher deshalb nicht gelingt, weil der Kommutierungsstrom nicht die Höhe des Gleichstromes i_d erreicht, zu

$$\alpha_k = \arccos(1 - k) \qquad (4.2.3.1/3)$$

mit

$$k = \frac{i_d}{\hat{i}_k} \qquad \text{als Kommutierungsverhältnis} \qquad (4.2.3.1/4)$$

angeben. Wenn noch der Mindestwinkel γ_{min} berücksichtigt wird, kann damit gerechnet werden, daß die volle Steuerbarkeit des Nullventils erst gesichert ist, wenn $|\alpha_{m-}| > \alpha_c$ bleibt, wobei α_c gegeben ist durch

$$\alpha_c = \arccos(\cos\gamma_{min} - k) \quad . \qquad (4.2.3.1/5)$$

Für den Grenzfall, daß $|\alpha_{m-}| = \alpha_c$ ist, muß entweder bereits bei $\alpha_m = 0^\circ$ das Nullventil ungewollt wieder gezündet werden (gestrichelter Verlauf von i_Q im Bild 4.2.3.1/2a) oder erst gewollt bei $x = \alpha_m$ (ausgezogener Verlauf i_{Q*}). Im ersten Fall tritt ein besonders großer Amplitudenfehler auf, im zweiten Fall ist der Phasenfehler größer als der Amplitudenfehler. Der Übergang von einem Kurvenverlauf auf den anderen geschieht ohne Zwischenzustände. Für die Steuerwinkel α_{m-},

bei denen der Kommutierungsstrom die Höhe des Gleichstromes i_d nicht erreicht, ist der Iststufenstrom ein reiner Blindstrom (Bild 4.2.3.1/2b). Es entsteht hierbei kein Phasenfehler, wohl aber ein relativ großer Fehler in der Amplitude.

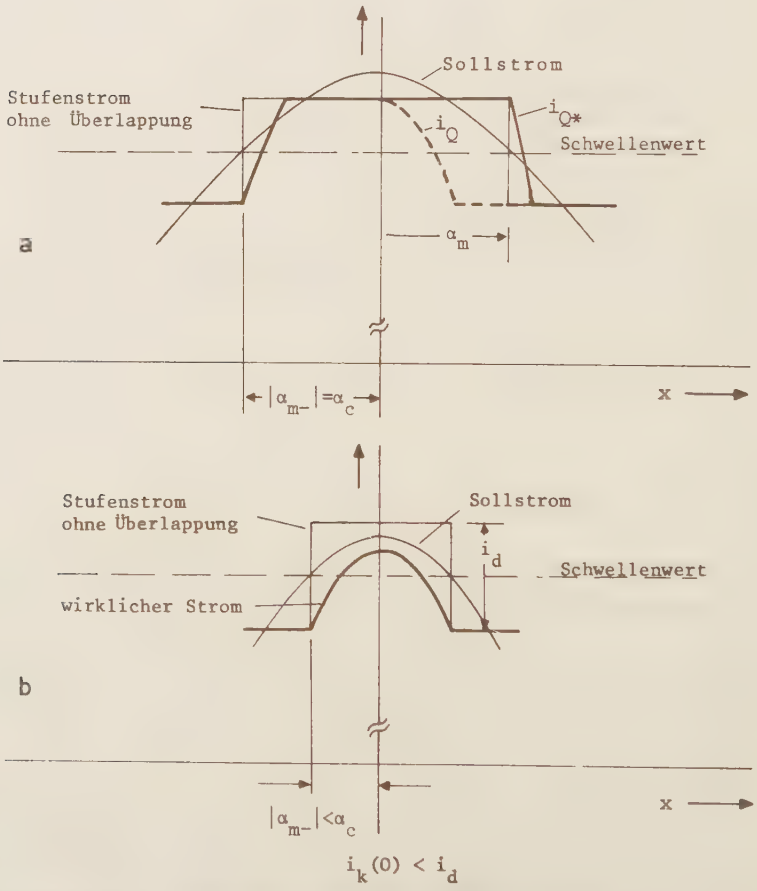


Bild 4.2.3.1/2 Verläufe des Iststromes beim Steuerwinkel $|\alpha_{m-}| \leq \alpha_c$ für den obersten Stufenstrom.
a)- $|\alpha_{m-}| = \alpha_c$
b)- $|\alpha_{m-}| < \alpha_c$

4.2.3.2 Zusammenhang zwischen der gewünschten Grundschwingung eines Stufenstromes und den realen Steuerwinkeln

Es müssen mathematisch zwei Fälle unterschieden werden, und zwar

- die Kommutierung gelingt, d.h. $\gamma_m > 0^o$
- die Kommutierung gelingt nicht, wobei der Kommutierungsstrom die Höhe des Gleichstromes i_d nicht erreicht.

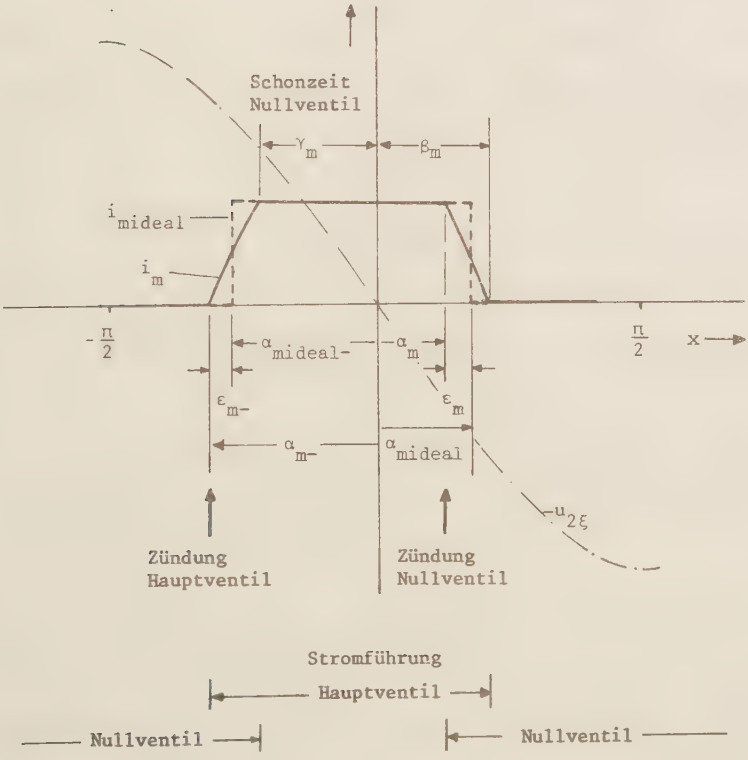


Bild 4.2.3.2/1 Zeitverlauf eines Stufenstromes bei gelungener Kommutierung

Im Bild 4.2.3.2/1 sind für eine Halbperiode die Zeitverläufe der Strom- und Spannungsgrößen bei gelungener Kommutierung dargestellt. Die Zündwinkel müssen im allgemeinen nicht symmetrisch zum Nullpunkt liegen. Ferner ist als Bezugsgröße die Strangspannung $u_{2\xi}$ dargestellt. Wie aus dem Bild ersichtlich, ist γ_m der Schonwinkel des Nullventils des betrachteten Teilstromrichters.
Die Grundschwingung des wirklichen Stufenstromes enthält wegen der Unsymmetrie der Steuerwinkel einen Cosinus- und einen Sinusanteil:

$$i_{m1} = \hat{i}_{qm1} \cdot \cos x + \hat{i}_{pm1} \cdot \sin x \quad . \qquad (4.2.3.2/1)$$

Berücksichtigt man, daß der Verlauf des wirklichen Stromes bei der Aufkommutierung durch

$$i_m = \hat{i}_k \cdot (\cos x - \cos\gamma_m) + i_d \qquad (4.2.3.2/2)$$

und bei der Abkommutierung durch

$$i_m = \hat{i}_k \cdot (\cos x - \cos\alpha_m) + i_d \qquad (4.2.3.2/3)$$

beschrieben wird, so erhält man mit Hilfe einer Fourieranalyse für die Grundschwingung

$$\frac{\hat{i}_{qm1}}{\hat{i}_{Qmax}} = \frac{1}{\pi \cdot M \cdot k} \cdot \left[(\beta_m - \alpha_m + \frac{1}{2} \cdot \sin 2\alpha_m - \frac{1}{2} \cdot \sin 2\beta_m) + (-\gamma_m - \alpha_{m-} + \frac{1}{2} \cdot \sin 2\alpha_{m-} + \frac{1}{2} \cdot \sin 2\gamma_m) \right] \qquad (4.2.3.2/4)$$

$$\frac{\hat{i}_{pm1}}{\hat{i}_{Qmax}} = \frac{2}{\pi \cdot M} \cdot (\cos\alpha_{m-} - \cos\alpha_m + k) \quad . \qquad (4.2.3.2/5)$$

Für den Fall der nichtgelungenen Kommutierung zeigt Bild 4.2.3.2/2 für eine Halbperiode die Zeitverläufe der Strom- und Spannungsgrößen.

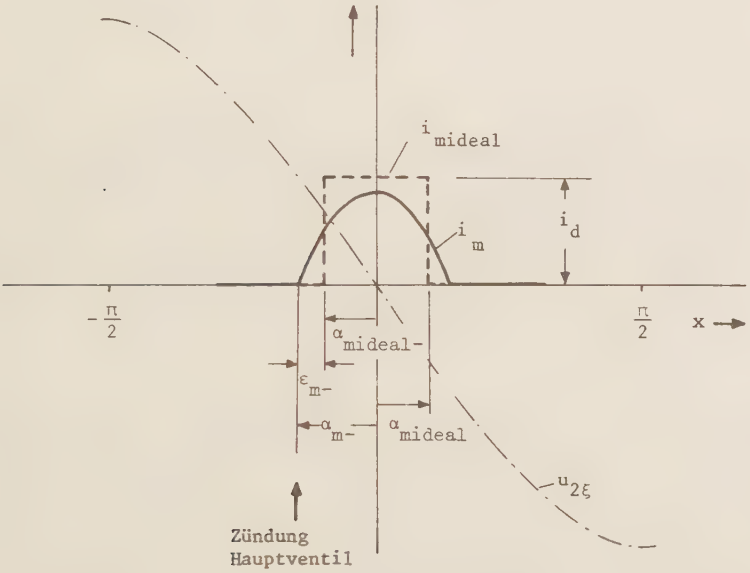


Bild 4.2.3.2/2 Zeitverlauf eines Stufenstromes bei nichtgelungener Kommutierung

Der Verlauf der positiven Halbschwingung des wirklichen Stromes wird dann durch

$$i_m = \hat{i}_k \cdot (\cos x - \cos\alpha_{m-}) < i_d \qquad (4.2.3.2/6)$$

beschrieben, wobei gilt

$$|x| \leq \alpha_{m-} \qquad (4.2.3.2/7)$$

Die Grundschwingung dieses Stromes errechnet sich zu

$$\frac{\hat{i}_{m1}}{\hat{i}_{Qmax}} = \frac{2}{\pi \cdot M \cdot k} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \sin 2\alpha_{m-} - \alpha_{m-} \right) \quad . \qquad (4.2.3.2/8)$$

Mit den abgeleiteten Beziehungen zwischen Steuerwinkel und Grundschwingung kann man für jedes der bisher vorgestellten Steuerverfahren die Phasen- und Amplitudenfehler bestimmen, die durch die Kommutierung hervorgerufen werden. Diese Fehler hängen im allgemeinen von der Amplitude des Sollstromes und dem Kommutierungsverhältnis k ab, wie den Gln. (4.2.3.2/4), (4.2.3.2/5) und (4.2.3.2/8) zu entnehmen ist.

Für das Steuerverfahren mit konstanten Schwellenwerten gemäß Gl. (4.2.1.2/2) zeigen die Bilder (4.2.3.2/3) und (4.2.3.2/4) die Amplitude $\hat{i}_{Q1}$ der Grundschwingung des Iststromes und den Phasenfehler $\Delta\varphi_{Q1}$ in Abhängigkeit von der Sollstromamplitude eines nacheilenden Blindstromes mit verschiedenen Werten von k als Parameter. Hier sieht man deutlich die großen zusätzlichen Fehler, die durch die endlichen Kommutierungszeiten hervorgerufen sind. Die Sprünge in den Kurven weisen auf das unstetige Verhalten hinsichtlich der Steuerbarkeit beim Unterschreiten des zulässigen Schonwinkels γ_{min} hin.

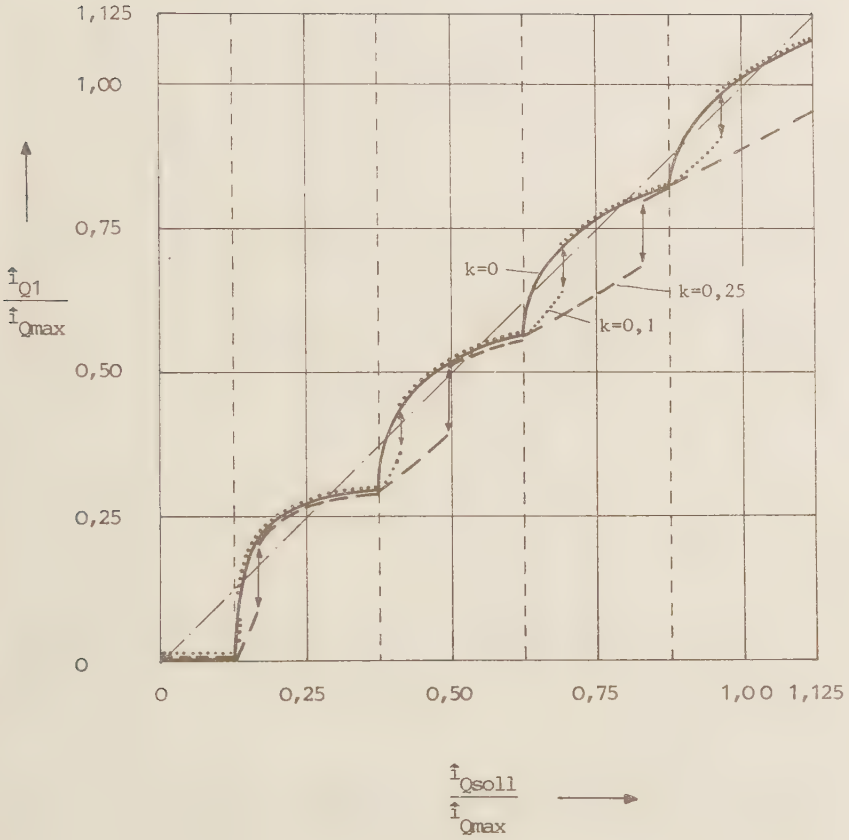


Bild 4.2.3.2/3 Abhängigkeit der Amplitude $\hat{i}_{Q1}$ des Iststromes von $\hat{i}_{Qsoll}$ mit Berücksichtigung der realen Kommutierungsvorgänge. M = 4 ; $\gamma_{min} = 0^{o}$.

k = 0 ————

k = 0,1 .....

k = 0,25 — — —

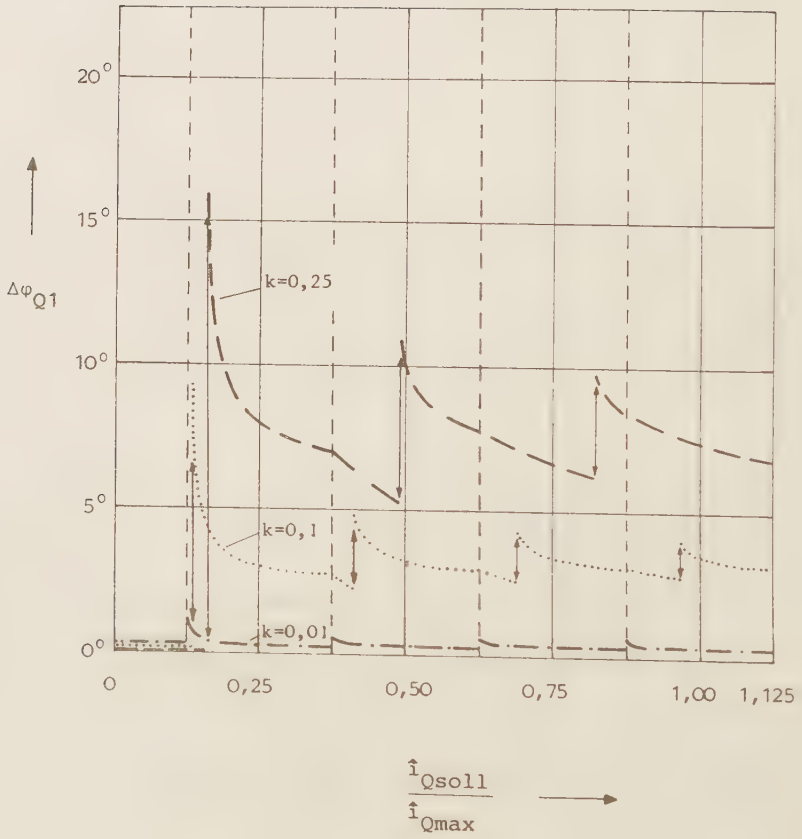


Bild 4.2.3.2/4 Abhängigkeit des Phasenfehlers $\Delta\varphi_{Q1}$ von der Amplitude des Sollstromes bei Berücksichtigung der Kommutierungsvorgänge.

M = 4 ; γ_{min} = 0°.

k = 0,01 —·—·—

k = 0,1 .....

k = 0,25 — — — —

4.2.3.3 Allgemeines Steuerungsprinzip zur Reduzierung der durch die Kommutierung hervorgerufenen Fehler

Wie den in dem letzten Abschnitt vorgestellten Bildern zu entnehmen ist, verursachen die endlichen Kommutierungszeiten relativ große Fehler in der Amplitude und der Phasenlage des Stromes. Um diese Fehler zu reduzieren, sind weitere Steuerungsmaßnahmen notwendig.
Dazu ist in den Bildern 4.2.3.2/1 und 4.2.3.2/2 jeweils der in bezug auf die Grundschwingung zu dem wirklichen Stromverlauf äqùivalente ideale Stufenstrom i_{mideal} mit den Steuerwinkeln α_{mideal} und $\alpha_{mideal-}$ eingezeichnet. Im Fall der gelungenen Kommutierung lassen sich die Blind- und Wirkkomponenten der Grundschwingung des Stromes i_{mideal} durch eine entsprechende Fourieranalyse bestimmen zu

$$\frac{\hat{i}_{qm1ideal}}{\hat{i}_{Qmax}} = \frac{1}{\pi \cdot M} \cdot (\sin\alpha_{mideal} - \sin\alpha_{mideal-}) \qquad (4.2.3.3/1)$$

$$\frac{\hat{i}_{pm1ideal}}{\hat{i}_{Qmax}} = \frac{1}{\pi \cdot M} \cdot (\cos\alpha_{mideal-} - \cos\alpha_{mideal}) \qquad (4.2.3.3/2)$$

Aus der Forderung $\hat{i}_{m1} \equiv \hat{i}_{m1ideal}$, d.h. die Grundschwingungsanteile des wirklichen und des idealen Stromes sollen gleich sein, ergibt sich mit der Gleichung (4.2.3.2/4)

$$\sin\alpha_{mideal} = \frac{1}{k} \cdot (\beta_m - \alpha_m + \frac{1}{2} \cdot \sin 2\alpha_m - \frac{1}{2} \cdot \sin 2\beta_m)$$

$$\sin\alpha_{mideal-} = \frac{1}{k} \cdot (\gamma_m + \alpha_{m-} - \frac{1}{2} \cdot \sin 2\alpha_{m-} - \frac{1}{2} \cdot \sin 2\gamma_m)$$

$$\text{mit } |\alpha_m| \geq \alpha_c \quad . \qquad (4.2.3.3/3)$$

In ähnlicher Weise erhält man die Beziehung zwischen dem wirklichen Steuerwinkel α_{m-} und dem idealen Steuerwinkel $\alpha_{mideal-}$ für den Fall der nichtgelungenen Kommutierung:

$$\sin\alpha_{mideal-} = \frac{1}{2 \cdot k} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \sin 2\alpha_{m-} - \alpha_{m-} \right) \qquad (4.2.3.3/4)$$

$$\alpha_{mideal} = -\alpha_{mideal-}$$

mit $|\alpha_{m-}| \leq \alpha_k$.

Der Steuerwinkel α_m kann hier formal als Null angenommen werden.
Definiert man nun die folgenden Winkeldifferenzen

$$\varepsilon_{m-} = \alpha_{mideal-} - \alpha_{m-}$$

$$\varepsilon_m = \alpha_{mideal} - \alpha_m \quad ,$$

dann geht aus den Gln. (4.2.3.3/3) und (4.2.3.3/4) hervor, daß diese Differenzen einzig und allein durch die endlichen Kommutierungszeiten bedingt sind. Sie sind für alle Stufenströme gleich und unabhängig von der Art des Steuerverfahrens Man kann sie deshalb durch eine Funktion $\varepsilon(x)$ verallgemeinern, deren Verlauf für $k = 0{,}1$ und $\gamma_{min} = 15^{\circ}$ das Bild 4.2.3.3/1 zeigt.

Prinzipiell besteht damit eine allgemeine Möglichkeit, die durch die endlichen Kommutierungen hervorgerufenen Fehler zu vermindern. Wenn nämlich der Steuerwinkel $\alpha_{mideal-}$ oder α_{mideal} bekannt ist, z.B. durch eines der bisher vorgestellten Steuerverfahren, muß die zugeordnete Ventilzündung um den Winkel ε vorverlegt werden, um den bezüglich des Grundschwingungsverhaltens äquivalenten Steuerwinkel α_{m-} oder α_m zu erhalten. Da die Zündwinkel α_{mideal} und $\alpha_{mideal-}$ im allgemeinen vom Kurvenverlauf des Sollstromes und der

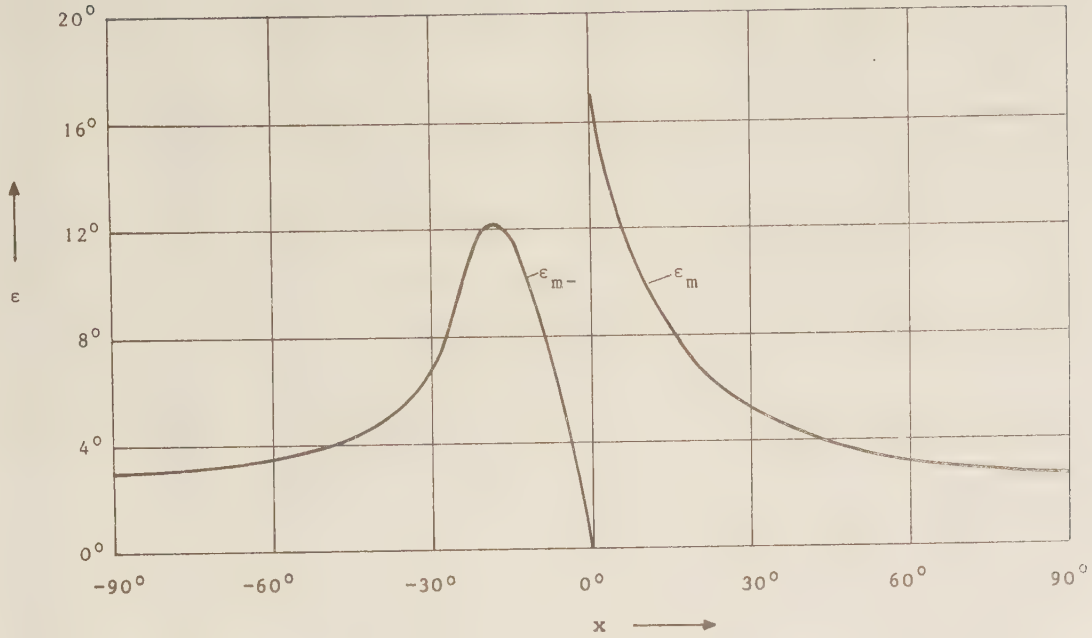


Bild 4.2.3.3/1 Verlauf der Zündwinkeldifferenz $\varepsilon(x)$ für $k = 0,1$; $\gamma_{min} = 15°$

verschiedenen Steuerungsarten abhängen, ist es in der Regel nicht möglich, eine für beliebige Fälle allgemeine Korrekturkurve anzugeben. Weil der Teil des Grundschwingungstromes, der der zugehörigen Strangspannung um 90° nacheilt, den Effektivwert der Spannung am stärksten beeinflußt, wird dieser Anteil allein weiterhin zur Beurteilung der Verfahrensfehler betrachtet. Verlangt man nun, daß Gleichheit zwischen dem Grundschwingungsanteil des Iststromes und dem sinusförmigen der Spannung um 90° nacheilenden Sollstrom immer erfüllt werden soll, dann können die idealen Zündwinkel weiterhin mit den Steuerverfahren I bis III bestimmt werden. Bezeichnet man nun die Schwellenwertverläufe bei diesen Steuerverfahren durch S_{mideal}, dann lassen sich die wirklichen Zündzeitpunkte nach dem im Bild 4.2.3.3/2 dargestellten Prinzip bestimmen.

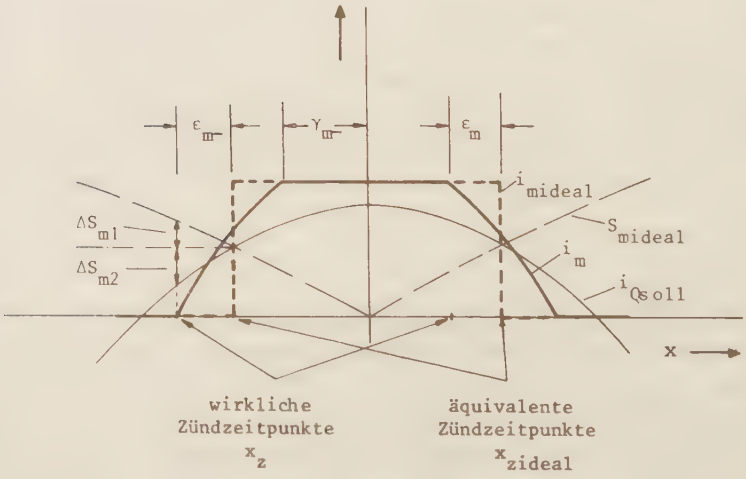


Bild 4.2.3.3/2 Wirkliche und äquivalente Zündzeitpunkte eines Stufenstromes

Wie man dem Bild entnehmen kann, ist ein beliebiger wirklicher Zündzeitpunkt x_z durch:

$$i_{Qsoll}(x_z) = S_{mideal}(x_z) - \Delta S_{m1}(x_z) - \Delta S_{m2}(x_z)$$

(4.2.3.3/5)

eindeutig bestimmt.
Benennt man nun mit x_{zideal} den entsprechenden äquivalenten Zündzeitpunkt im Idealfall, dann läßt sich $\Delta S_{m1}(x_z)$ aus

$$\Delta S_{m1}(x_z) = S_{mideal}(x_z) - S_{mideal}(x_{zideal})$$

allein als Funktion von x berechnen.
Mit der Zündwinkeldifferenz

$$\varepsilon(x_z) = x_{zideal} - x_z$$

erhält man schließlich

$$\Delta S_{m1}(x_z) = S_{mideal}(x_z) - S_{mideal}(x_z + \varepsilon(x_z)) \quad .$$

(4.2.3.3/6)

Der zweite Anteil $\Delta S_{m2}(x_z)$ in der Gl. (4.2.3.3/5) kann zweckmäßigerweise durch

$$\Delta S_{m2}(x_z) = \left(\frac{di_{Qsoll}}{dx}\right)_z \cdot \varepsilon(x_z) \qquad (4.2.3.3/7)$$

angenähert werden, wobei die zeitliche Ableitung des Sollstromes i_{Qsoll} eine meßbare, bzw. im Fall von Beispielen, berechenbare Größe ist.
Mit dem idealen Schwellenwertverlauf S_{mideal}, der Zeitfunktion $\varepsilon(x)$ und der Ableitung des Sollstromes kann der wirkliche Zündzeitpunkt entsprechend der Gl. (4.2.3.3/5) eindeutig so ermittelt werden, daß der Fehler zwischen einem sinusförmigen Blind-Sollstrom und der Grundschwingung des wirklichen mit Kommutierungszeiten behafteten Iststromes verschwindet.
Da ΔS_{m1} nach Gl. (4.2.3.3/6) vom Verlauf der Schwellenwerte S_{mideal} abhängt, muß man erwarten, daß bei nicht sinusförmigem Verlauf des Sollstromes oder bei von 90^o abweichenden

Phasenwinkeln Fehler auftreten.
Bei der Realisierung ist es zweckmäßig, den Anteil ΔS_{m1} nicht gesondert zu bestimmen, sondern die Summe

$$S_m = S_{mideal} + \Delta S_{m1} \qquad (4.2.3.3/8)$$

zu ermitteln, die nun als Schwellenwertverlauf bei Berücksichtigung der endlichen Kommutierungszeiten zu betrachten ist.

Im folgenden werden einige mögliche Steuerverfahren mit den Schwellenwertverläufen nach Gl. (4.2.3.3/8) angegeben. Es wird hierbei stets davon ausgegangen, daß die Grundschwingung des Iststromes immer gleich einem vorgegebenen sinusförmigen und der Strangspannung um 90° nacheilenden Sollstrom ist und daß der Übergang von dem Bereich mit der nichtgelungenen Kommutierung in den Bereich mit der gelungenen Kommutierung stetig geschehen muß. Ein Mindestschonwinkel γ_{min} ist für die Ventile immer zu berücksichtigen.

4.2.3.4 Steuerverfahren IV

Bei diesem Steuerverfahren müssen drei Bereiche für jeden Stufenstrom unterschieden werden. Der erste Bereich ist dadurch gekennzeichnet, daß die Kommutierung sicher nicht gelingt, d.h. $\gamma_m = 0^\circ$ und $i_k < i_d$; im zweiten Bereich ist $0^\circ < \gamma_m < \gamma_{min}$, d.h. die Rückkommutierung von einem Hauptauf ein Nullventil muß bei $\alpha_m = 0^\circ$ erfolgen, der Stufenstrom enthält einen Wirkanteil wegen der Unsymmetrie zum Spannungsnulldurchgang; im dritten Bereich wird die freie Steuerbarkeit für α_m erreicht. Das Ziel des Steuerverfahrens ist es, den zweiten Bereich, d.h. den damit verbundenen Wirkanteil, zu vermeiden.

Wie im Bild 4.2.3.4/1 dargestellt ist, wird im ersten Bereich der Betrag des Zündwinkel des m.ten Stufenstromes α_{m-} zunächst mit wachsender Stromamplitude von $|\alpha_{m-}| = 0^\circ$ bis maximal auf $|\alpha_{m-}| = \alpha_k$ vergrößert.

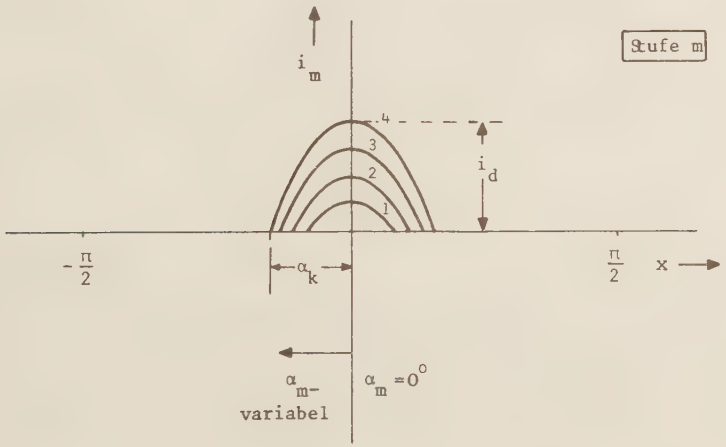


Bild 4.2.3.4/1 i_m bei verschiedenen Steuerwinkeln α_{m-} ; Bereich sicher nicht gelungener Kommutierung. $|\alpha_{m-}| \leq \alpha_k$

Der Steuerwinkel α_m ist dabei immer gleich Null. Gemäß Gl. (4.2.3.2/8) läßt sich der Grundschwingungsbeitrag des Iststromes der m.ten Stufe zur gesamten Iststromgrundschwingung bestimmen, wobei gilt

$$0 \leq \frac{\hat{i}_{m1}}{\hat{i}_{Qmax}} \leq \frac{2}{\pi \cdot M \cdot k} \cdot (\alpha_k - \frac{1}{2} \cdot \sin 2\alpha_k) \qquad (4.2.3.4/1)$$

für $|\alpha_{m-}| \leq \alpha_k$.

Um die Grundschwingung des Iststromes weiter zu erhöhen, wird der nächst höhere Stufenstrom (m+1) hinzugezogen, wobei wieder $\alpha_{(m+1)-}$ verändert und $\alpha_{(m+1)}$ bei Null festgehalten wird. Der Steuerwinkel α_{m-} bleibt dabei fest bei $-\alpha_k$ (Bild 4.2.3.4/2).

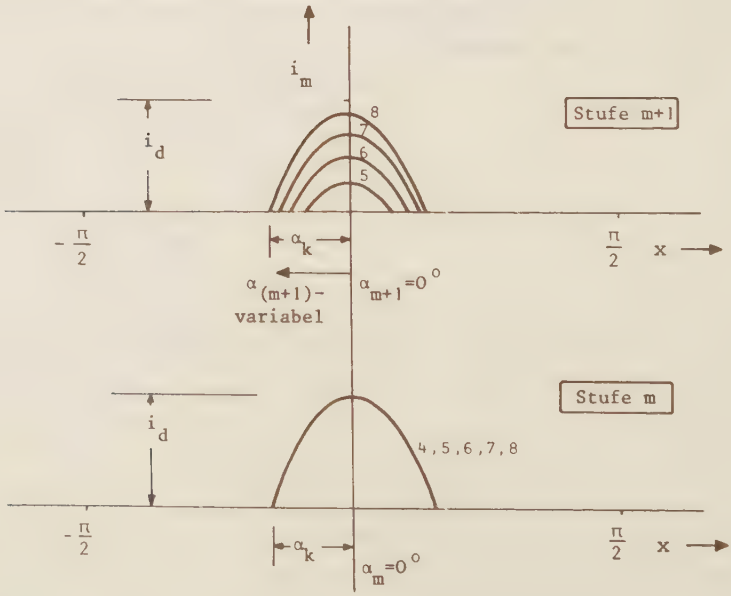


Bild 4.2.3.4/2 Steuerung der m.ten und (m+1).ten Stufenströme zur Vermeidung des Steuerbereiches mit $0^\circ \leq \gamma_m \leq \gamma_{min}$

Dies geschieht solange, bis ein Zustand (z.B. Zustand 8 im Bild 4.2.3.4/2) erreicht ist, ab dem die Grundschwingung wieder durch den Stufenstrom m allein geliefert werden kann, wobei der sich dann ergebende Schonwinkel für das Nullventil gleich (Zustand 8' im Bild 4.2.3.4/3) oder größer als γ_{min} (Zustände 9, 10 im Bild 4.2.3.4/3) ist.

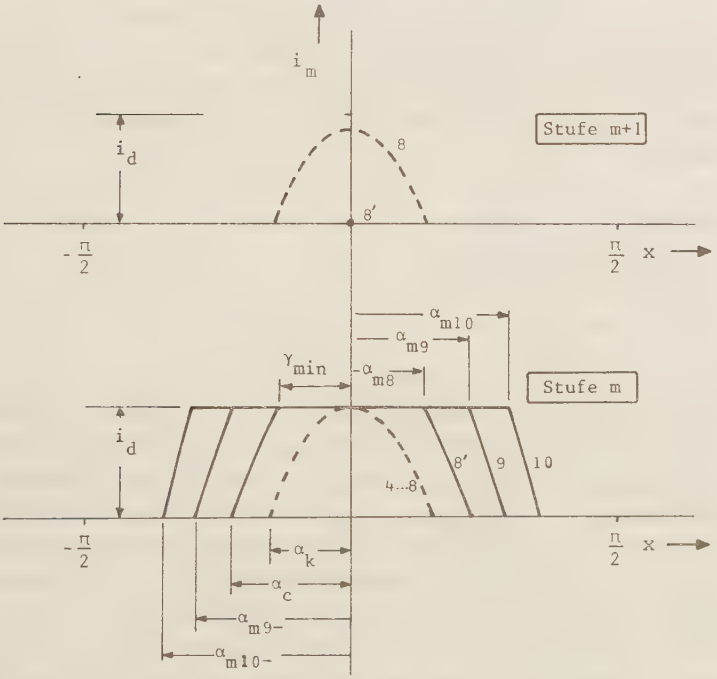


Bild 4.2.3.4/3 Steuerung der m.ten Stufe im Bereich zulässiger Schonwinkel. Die Stromblöcke liegen symmetrisch zur Nullachse, d.h. $|\alpha_{m-}| = \beta_m$ und $\gamma_m = \alpha_m$

Der Stufenstrom $i_{(m+1)}$ wird dann also wieder zu Null gewählt, wenn der Stufenstrom i_m den Zustand 8' annimmt,

d.h. wenn i_m vom Zustand 8 auf den Zustand 8' springt. Danach wird der Stufenstrom i_m entsprechend dem wachsenden Sollstrom weiter so gesteuert, daß der gesamte Stromblock immer symmetrisch zur Nullachse ist (z.B. Zustände 9, 10). Es wurde angenommen, daß

$$|\alpha_{(m+1)-}| \leq \alpha_k$$

ist, d.h. daß die Überbrückung des Bereiches mit $0^o \leq \gamma_m \leq \gamma_{min}$ in der m.ten Stufe durch die (m+1).te Stufe allein möglich ist. Falls dies nicht der Fall ist, kann der nächste Stufenstrom (m+2) noch hinzugenommen werden.

Bild 4.2.3.4/4 zeigt die nach diesem Verfahren ermittelten Schwellenwertverläufe

$$S_m = S_{mideal} + \Delta S_{m1}$$

für den Fall $M = 4$ und $\gamma_{min} = 15^o$.
Um diese relativ komplizierten Verläufe näher zu erläutern, sind einige Sollwertkurven $[i_{Qsoll} + \Delta S_{m2}]$ mit eingezeichnet, wobei i_{Qsoll} wiederum sinusförmig ist und der Spannung um 90^o nacheilt. $[i_{Qsoll} + \Delta S_{m2}]$ verläuft dagegen wegen ΔS_{m2} nach Gl. (4.2.3.3/7) nicht sinusförmig. Die Sollwertkurve a schneidet den ersten Schwellenwertverlauf (stark ausgezogene Kurve) S_1 bei α_{1-} $(|\alpha_{1-}| < \alpha_k)$ und $\alpha_1 = 0^o$; der Iststrom entspricht also dem Strom im Bild 4.2.3.4/1. Die Sollwertkurve b bildet den ersten Grenzzustand, der dem Zustand 4 im Bild 4.2.3.4/1 entspricht, d.h. $|\alpha_{1-}| = \alpha_k$ und $\alpha_1 = 0^o$. Die Sollwertkurve c bildet den zweiten Grenzzustand. Zwischen dem ersten und zweiten Grenzzustand ist der Winkel α_{1-} konstant bei $-\alpha_k$ festgehalten, wie dies durch einen senkrechten Verlauf des ersten Schwellenwertes zwischen den Punkten A und B dargestellt ist; außerdem gibt es in diesem Bereich Schnittpunkte mit dem zweiten Schwellenwertverlauf - gestricheltes Kurvenstück zwischen den Punkten C und D -

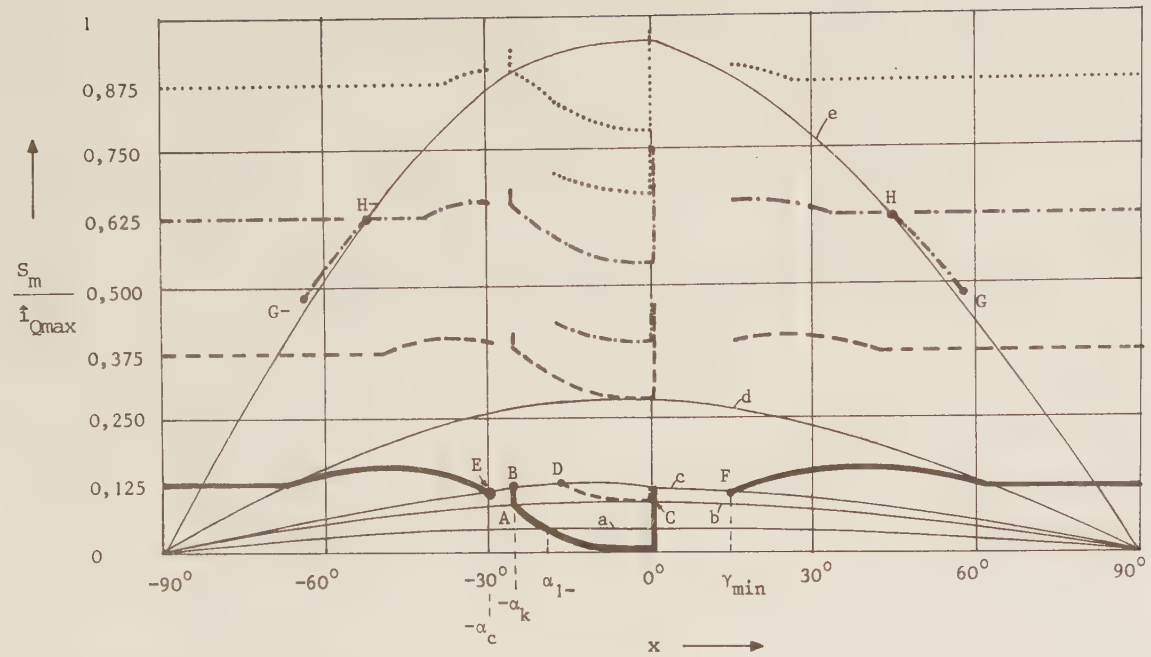


Bild 4.2.3.4/4 Steuerverfahren IV . k = 0,1 ; $\gamma_{min} = 15^\circ$

S_1 ——— S_2 - - - - S_3 -·-·- S_4 ·····

mit $|\alpha_{2-}| < \alpha_k$ und $\alpha_2 = 0^o$. Der Iststromverlauf entspricht hier dem Strom im Bild 4.2.3.4/2. Nach dem zweiten Grenzzustand gibt es plötzlich keinen Schnittpunkt mehr mit dem zweiten gestrichelten Schwellenwert, d.h. die zweite Stromstufe geht auf Null zurück, und stattdessen springt der Steuerwinkel α_1 auf $-\alpha_c$ (Punkt E, ausgezogene Kurve), der Steuerwinkel α_1 auf γ_{min} (Punkt F). Bei höherer Stromamplitude vergrößern sich die Beträge dieser Winkel entsprechend. Die Sollwertkurve d entspricht dem dritten Grenzzustand, ab dem die erste Schwelle auf einen konstanten Wert (hier $0{,}125 \cdot \hat{i}_{Qmax}$) festgehalten wird und deshalb die zweite Stufe für weitere fehlerfreie Zunahme der Grundschwingung des Iststromes wieder hinzugezogen werden muß. Die Berücksichtigung des kleinsten zulässigen Schonwinkels wird mit der dritten Stufe verwirklicht. In der vierten und letzten Stufe kann man den Schonwinkel durch eine entsprechende weitere Änderung des Schwellenwertverlaufs der dritten Stufe berücksichtigen. Die Sollwertkurve e zeigt einen Zustand, bei dem gerade $\alpha_{4-} = -\alpha_k$ und $\alpha_4 = 0^o$ wird. Um bei weiterer Vergrößerung des Sollstromes die Grundschwingung des Iststromes genau so groß wie den Sollstrom zu machen, werden nun die Zündwinkel der dritten Stufe schnell wachsend gemacht, bewirkt durch den Verlauf des Schwellenwertes S_3 zwischen den Punkten H- und G- bzw. H und G. Bis der kleinste Schonwinkel γ_{min} in der vierten Stufe vollkommen eingehalten werden kann, muß der dritte Schwellenwert den nach unten abgeknickten Verlauf nehmen.

Das Verfahren liefert offensichtlich recht komplizierte Schwellenwertverläufe, die schwer zu realisieren sind. Es hat den Vorteil, daß der Iststrom in dem gesamten Steuerbereich nur die gewollte Blindkomponente enthält.

4.2.3.5 Steuerverfahren V

Hier wird in einer Stromstufe der Zündwinkel α_{m-} zunächst stetig bis zu $-\alpha_c$ gesteuert und der Zündwinkel α_m bei Null festgehalten. Damit ist ein eindeutiges Verhältnis zwischen Iststrom und Steuerwinkel in dem Bereich festgelegt, in dem der Schonwinkel γ_m kleiner als der zulässige Wert γ_{min} ist. Der Steuerwinkel α_{m-} wird dann auf dem Wert $-\alpha_c$ festgehalten und dann α_m von Null bis zum Wert γ_{min} gesteuert. Danach werden α_{m-} und α_m so gesteuert, daß der Stromblock symmetrisch zur Nullachse liegt. Dieses Verfahren ist in dem folgenden Bild dargestellt.

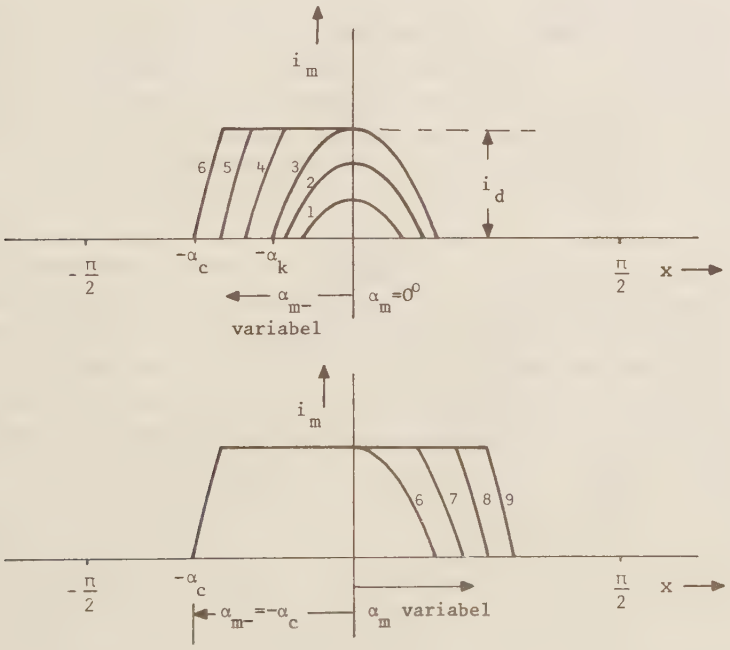


Bild 4.2.3.5/1 Einstellung der Steuerwinkel beim Verfahren V

In dem Bereich, in dem der Steuerwinkel α_{m-} von $-\alpha_k$ bis $-\alpha_c$ variiert und α_m gleich Null ist, tritt eine Wirkkomponente in der Grundschwingung auf, die mit wachsendem Winkelbetrag $|\alpha_{m-}|$ wächst. Sie nimmt wieder ab, sobald α_{m-} bei $-\alpha_c$ festgehalten wird und die weitere Steuerung zur Erhöhung des Blindanteils der Grundschwingung mit α_m geschieht. Ab dem Steuerwinkel $\alpha_m = \gamma_{min}$ verschwindet die Wirkkomponente wieder. Die maximal auftretende Wirkkomponente läßt sich aus Gln. (4.2.3.1/5) und (4.2.3.2/5) ermitteln zu

$$\frac{\hat{i}_{Pm1}}{\hat{i}_{Qmax}} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{M} (\cos\gamma_{min} - 1) \quad . \qquad (4.2.3.5/1)$$

Bei dem vorliegenden Verfahren wird bereichsweise Wirkleistung umgesetzt, die von den Steuerwinkeln und damit von der Amplitude des Sollstromes abhängt. Die Energiebilanz kann durch einen zusätzlichen steuerbaren Stromrichter, der für den vollen Strom im Zwischenkreis,aber nur für geringe Spannung auszulegen ist, ausgeglichen werden.

Bild 4.2.3.5/2 stellt beispielhaft Schwellenwertverläufe dar, die mit dem Verfahren für M = 4 und $\gamma_{min} = 15^{o}$ ermittelt wurden. Sie haben im Vergleich zu denen in dem Steuerverfahren IV einfachere Verläufe, die relativ leicht zu realisieren sind. Der einzige Nachteil ist der zusätzliche Stromrichter für die Einhaltung der Energiebilanz.

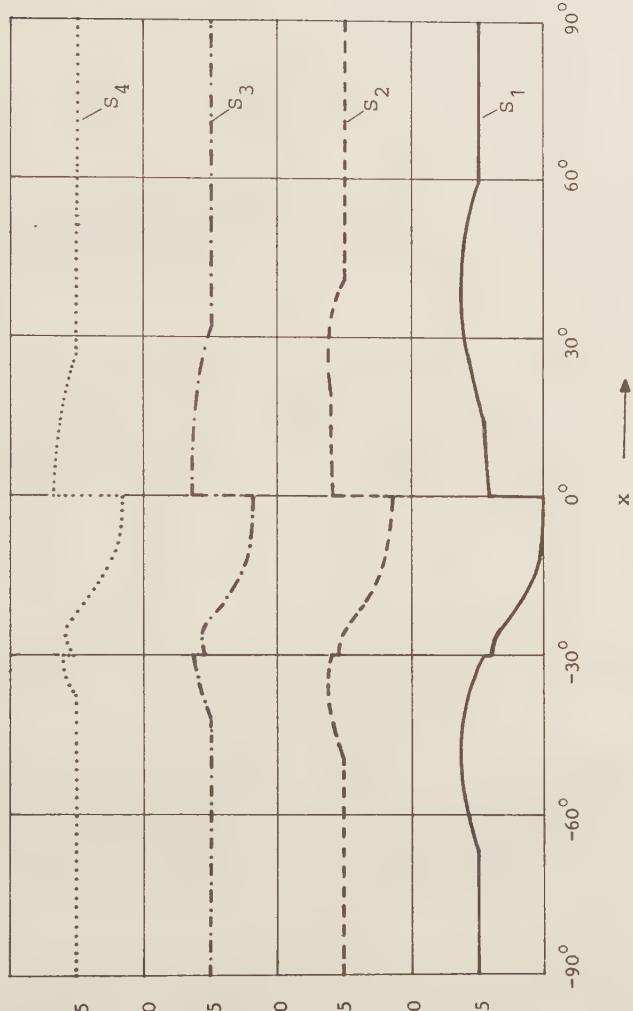


Bild 4.2.3.5/2 Steuerverfahren V . $k = 0,1$; $\gamma_{min} = 15°$.

4.2.3.6 Steuerverfahren bei Berücksichtigung der Verluste im Stromrichter

Bei einem realen Stromrichter treten Energieverluste als Stromwärmeverluste in den ohm'schen Widerständen der Schaltung und in den Ventilen auf und müssen unbedingt vom Netz gedeckt werden. Der erzeugte Iststrom muß also auch eine Wirkkomponente enthalten, die entsprechend der auftretenden Verluste gesteuert werden muß.
Wenn ein Zusatzstromrichter, um z.B. beim Steuerverfahren V die Energiebilanz des Stromrichters einzuhalten, vorhanden ist, kann er auch für diesen Zweck eingesetzt werden.

Ein einfaches Verfahren ohne Zusatzstromrichter ergibt sich, wenn man in Gl. (4.2.3.2/5) den Steuerwinkel α_m eines für die Verlustdeckung ausgewählten Stufenstromes bei Null festhält und allein den Winkel α_{m-} steuert. Die Wirkkomponente stellt sich dann ein zu:

$$\frac{\hat{i}_{pm1}}{\hat{i}_{Qmax}} = \frac{2}{\pi \cdot M} \cdot (\cos\alpha_{m-} + k - 1) \qquad (4.2.3.6/1)$$

mit $|\alpha_{m-}| \geq \alpha_c$

Bild 4.2.3.6/1 veranschaulicht das Verfahren.

Das Verfahren hat den Nachteil, daß hierbei auch ungewollt eine zusätzliche Blindkomponente entsprechend der Gl.(4.2.3.2/4 entsteht. Den Zusammenhang zwischen der benötigten Wirkkomponente und der damit gekoppelten Blindkomponente stellt das Bild 4.2.3.6/2 dar, wobei k als Parameter gewählt ist.

Der durch das Verfahren bedingte zusätzliche Blindstrom erfordert unter anderem eine Erhöhung der Bauleistung der Kondensatorbatterie und des Stromrichters, weil z.B. in dem Betriebspunkt, in dem der Kompensator keinen Blindstrom

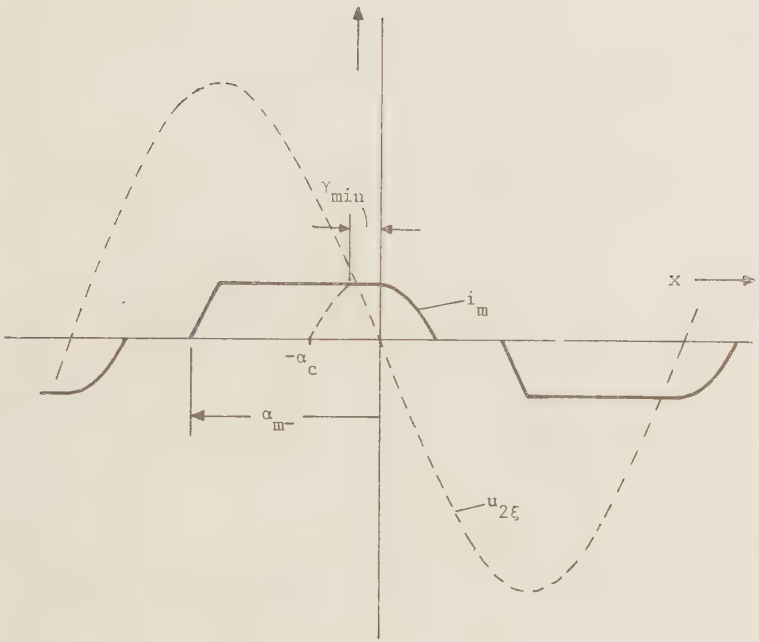


Bild 4.2.3.6/1 Steuerung der Wirkleistung

aufnehmen sollte, dieser mit der Verlustdeckung gekoppelte Blindstrom durch eine entsprechend vergrößerte Kondensatorbatterie kompensiert werden muß. Der Kompensator muß dann natürlich auch geeignet sein, bei stromloser Last allein den Strom der vergrößerten Kondensatorbatterie zu kompensieren.

Praktisch kann die Verlustdeckung mit Hilfe einer Regelung des Gleichstromes i_d im Gleichstromkreis verwirklicht werden. Wenn z.B. der Strom i_d einen fest vorgegebenen Sollwert unterschreitet, d.h. die Verluste größer sind als die

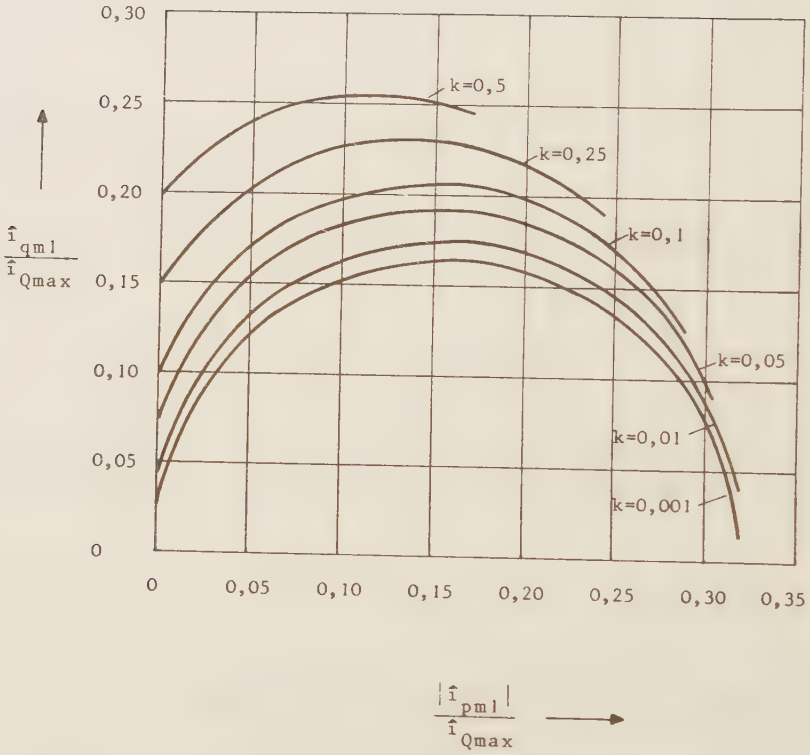


Bild 4.2.3.6/2 Zusätzliche Blindkomponente bei Steuerung der Wirkkomponente.
$\gamma_{min} = 0^{\circ}$

zugeführte Wirkleistung, vergrößert ein Regler den Betrag des Steuerwinkels α_{m-} solange, bis i_d wieder den Sollwert einnimmt. Wenn sich der Strom i_d in umgekehrter Richtung ändert, verkleinert der Regler entsprechend den Betrag von α_{m-} . Auf diese Weise können der Gleichstrom i_d konstant gehalten und die Verluste gedeckt werden. Die Behandlung solcher Regelung geht über den Rahmen dieser Arbeit hinaus und soll deswegen nicht weiter erörtert werden.

4.2.3.7 Steuerverfahren VI

Wenn man annimmt, daß die Deckung der Verluste allein durch den Stufenstrom M verwirklicht wird, dann ergibt sich eine weitere Steuerungsmöglichkeit durch Kombination von Verfahren V mit dem Steuerverfahren zur Deckung der Verluste nach dem Abschnitt 4.2.3.6 .

Es wird zunächst vorausgesetzt, daß die verlangte Wirkkomponente immer so groß ist, daß (vergl. Bild 4.2.3.6/1)

$$|\alpha_{M-}| > \alpha_c \qquad (4.2.3.7/1)$$

ist. Dies bedeutet, daß die zu deckende Verlustleistung P_Q mindestens

$$\frac{P_{Qmin}}{3 \cdot U_{2RS} \cdot \hat{i}_{Qmax}/\sqrt{2}} = \frac{|\hat{i}_{pM1}|}{\hat{i}_{Qmax}} = \frac{2}{\pi \cdot M} \cdot (1-\cos\gamma_{min}) \qquad (4.2.3.7/2)$$

betragen muß. Dieser Wert hängt nur von dem kleinsten zulässigen Schonwinkel γ_{min} ab und wird im Bild 4.2.3.7/1 beispielhaft für M = 4 dargestellt.

Den Stromanfangszustand des Stromrichters kennzeichnet der dick gezeichnete Verlauf des M.ten Stufenstromes im Bild 4.2.3.7/2 , wobei außer der mit der gesteuerten Wirkkomponente gekoppelten Blindkomponente noch kein gewollter Blindstrom erzeugt wird.
Zur Erzeugung eines gewollten, zusätzlichen Blindstromes wird mit dem ersten Stufenstrom angefangen, wobei zuerst

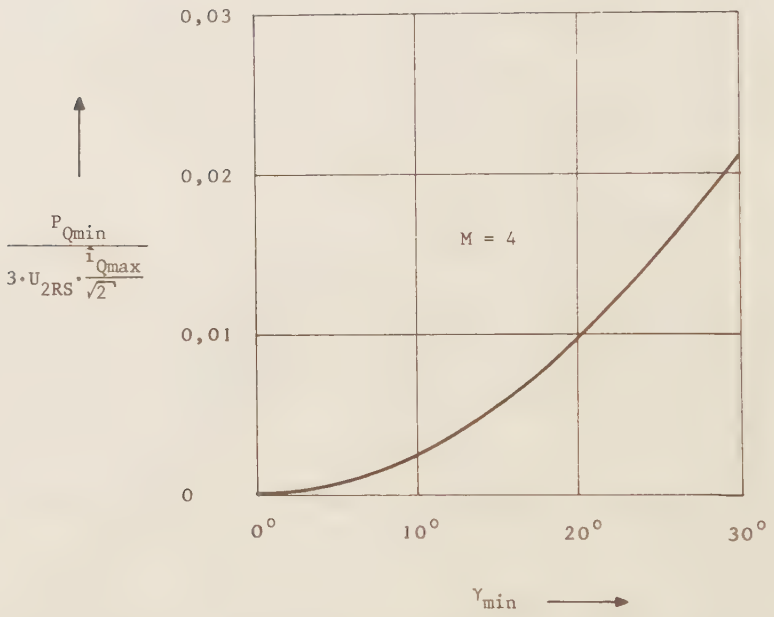


Bild 4.2.3.7/1 Mindestverlustleistung in Abhängigkeit von γ_{min}

der Steuerwinkel α_{1-} bis zum Wert $-\alpha_k$ gesteuert und α_1 bei Null festgehalten wird. Dies ergibt den 1. Aussteuerungsbereich. Für eine weitere Erhöhung der Stromgrundschwingung wird anstelle von α_1 der Zündwinkel α_M zusammen mit dem Zündwinkel α_{1-} gesteuert. Dies ergibt den 2. Aussteuerungsbereich. Durch dieses Verfahren tritt weder eine zusätzliche Wirkkomponente des Stromes auf noch macht sich die eingeschränkte Steuerbarkeit des Stromrichters im Bereich $\gamma_m < \gamma_{min}$ störend bemerkbar.
Das Prinzip wird im Bild 4.2.3.7/2 veranschaulicht. Damit werden die Schwellenwertverläufe der ersten Stufe im nega-

tiven Zündwinkelbereich und der M.ten Stufe im positiven Zündwinkelbereich bis zum vorgegebenen konstanten Verlauf bestimmt.
Bei Hinzunahme des zweiten Stufenstromes wird α_{2-} zunächst

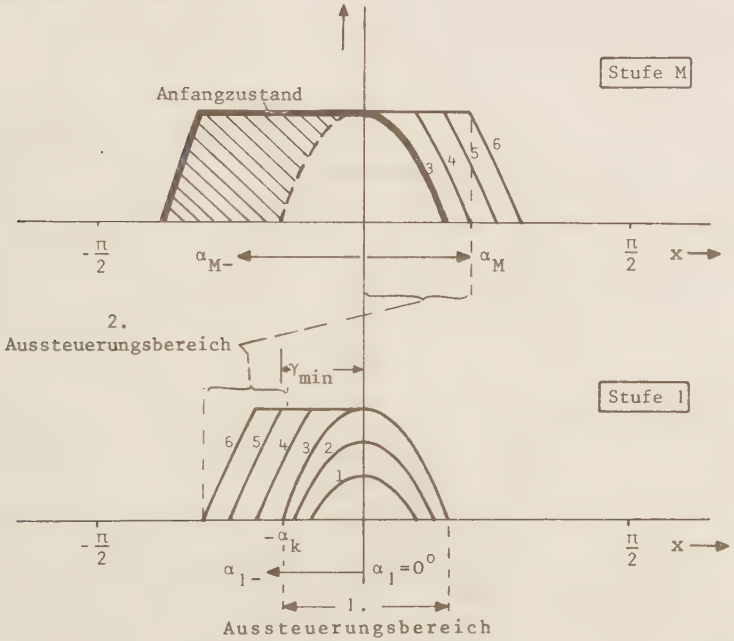


Bild 4.2.3.7/2 Steuerung der Zündwinkel in der 1. und in der M.ten Stufe

wiederum bis zum Winkel $-\alpha_k$ gesteuert (3. Aussteuerungsbereich), ohne die anderen Stufen zu beeinflussen. Nachdem dieser Winkel erreicht ist, werden α_{2-} und α_1 zusammen ausgesteuert (4. Aussteuerungsbereich), wobei α_2 immer noch gleich Null bleibt und die Steuerwinkel α_{1-} und α_4 durch Vergleich des Sollstromes mit dem konstanten Schwellenwert bestimmt sind. Der Schonwinkel in der ersten Stufe ist

währenddessen schon längst größer als der kleinste einzuhaltende Schonwinkel γ_{min} . Man kann also bei dem Verfahren die Stromgrundschwingung stetig steuern, ohne dabei irgendeinen Sprung in den Steuerwinkeln zu machen, wie es zum Beispiel bei dem Steuerverfahren IV der Fall wäre. Die Steuerung der 1., der 2. und der M.ten Stufe ist im folgenden Bild dargestellt.

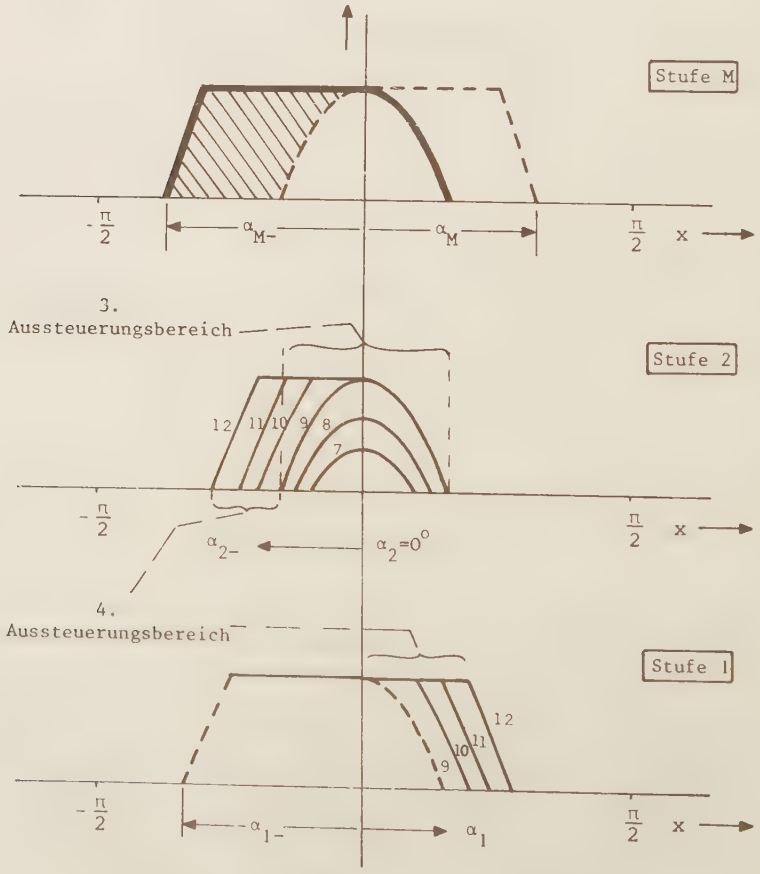


Bild 4.2.3.7/3 Steuerung der Zündwinkel in der 1., in der 2. und in der M.ten Stufe

Die Verläufe der Schwellenwerte der zweiten Stufe im negativen Winkelbereich und der ersten Stufe im positiven Winkelbereich werden damit eindeutig bis zum konstanten Verlauf bestimmt. Bei den übrigen Schwellenwertverläufen wird dann entsprechend vorgegangen. Damit entstehen in dem Winkelbereich, in dem der dazugehörige Schwellenwert keinen konstanten Verlauf aufweist, im allgemeinen folgende Aussteuerungskombinationen:

1.	Aussteuerungsbereich:	$(\alpha_{1-}, \alpha_1 = 0^\circ)$
2.	"	$(\alpha_{1-}, \alpha_M, \alpha_1 = 0^\circ)$
3.	"	$(\alpha_{2-}, \alpha_2 = 0^\circ)$
4.	"	$(\alpha_{2-}, \alpha_1, \alpha_2 = 0^\circ)$
5.	"	$(\alpha_{3-}, \alpha_3 = 0^\circ)$
6.	"	$(\alpha_{3-}, \alpha_2, \alpha_3 = 0^\circ)$
⋮	⋮	⋮
(2M-1).	"	$(\alpha_{(M-1)-}, \alpha_{(M-1)} = 0^\circ)$
2M.	"	$(\alpha_{(M-1)-}, \alpha_{(M-2)}, \alpha_{(M-1)} = 0^\circ)$
(2M+1).	"	$(\alpha_{(M-1)})$

Hierbei werden wegen der Übersichtlichkeit nur die in dem jeweiligen Aussteuerungsbereich neu auftretenden oder relevanten Steuerwinkel in dem Klammerausdruck eingetragen.

Nachdem der (M-2)-te Schwellenwertverlauf im positiven Winkelbereich und der (M-1)-te Schwellenwertverlauf im negativen Winkelbereich auch einen konstanten Verlauf annehmen, muß nun der Steuerwinkel α_{M-1} benutzt werden, um eine weitere Erhöhung der Stromgrundschwingung zu bewirken. Der Zündwinkel α_{M-} des letzten Stufenstromes wird weiterhin durch die Steuerung der verlangten Wirkkomponente festgelegt. Im Gegensatz zu den anderen Steuerwinkeln (außer α_{M-}), die bisher keinen Einfluß auf die Wirkkomponente des gesamten

Iststromes ausüben, erhöht die alleinige Aussteuerung des Steuerwinkels α_{M-1} zwar den Blindanteil der Grundschwingung des gesamten Iststromes, verkleinert aber gleichzeitig den Wirkanteil. Wenn die zu deckende Verlustleistung konstant bleibt, wird der Betrag des Steuerwinkels α_{M-} nun durch eine Wirkleistungs- oder Gleichstromregelungseinrichtung vergrößert , um der Verkleinerung des Wirkanteils entgegenzuwirken. Eine Veränderung des Steuerwinkels α_{M-} bringt aber wiederum eine Veränderung des gesamten Blindanteils mit sich. Es wird nun ein Stromblock betrachtet, der durch die Steuerwinkelkombination (α_{M-} , α_{M-1}) gebildet ist. Die übrigen Steuerwinkelkombinationen erzeugen immer einen insgesamt reinen Blindstrom, wie das folgende Beispiel für M = 4 zeigt

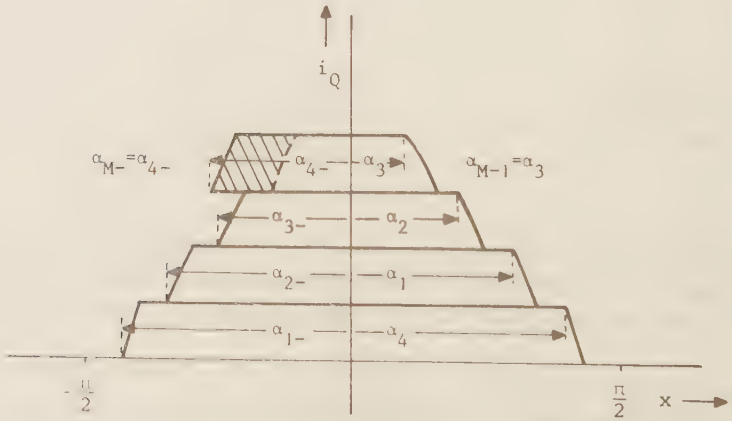


Bild 4.2.3.7/4

und brauchen daher im folgenden nicht näher betrachtet zu werden. Für M = 4 zeigt Bild 4.2.3.7/5a z.B. diesen Stromblock beim noch nicht ausgesteuerten Winkel α_3 . Die schraffierte Fläche ist ein Maß für die gewünschte Wirkkomponente,

die konstant sein soll.

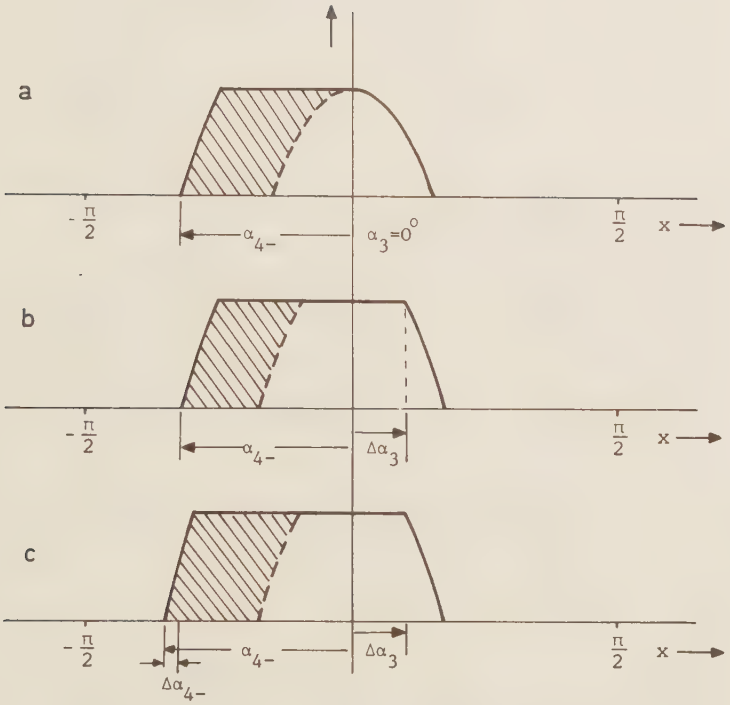


Bild 4.2.3.7/5

Im Bild 4.2.3.7/5b wird α_3 nun um $\Delta\alpha_3$ ausgesteuert. Zu der rechten Flanke des Stromblocks gehört eine gedachte linke Flanke (gestrichelt), so daß die von beiden eingegrenzte Stromfläche einen gewünschten, gegenüber Bild a vergrößerten reinen Blindstrom bildet; die schraffierte Stromfläche, die mit der Spannung die Wirkleistung bildet, wird dabei aber kleiner. Um die Wirkkomponente wieder auf den alten Wert zu bringen, muß α_{4-} nun um den Winkel $\Delta\alpha_{4-}$ (Bild c) so ausgesteuert werden, daß die Wirkleistung wieder so groß wie im Bild a ist. Diese Winkeländerung $\Delta\alpha_{4-}$ bringt aber zwangsläufig eine Änderung des gesamten Blindanteils

des Stromblocks mit sich, wie man den Gln. (4.2.3.2/4) und (4.2.3.3/5) entnehmen kann. Anhand des Bildes 4.2.3.7/6 kann dieses Verhalten quantitativ verdeutlicht werden. Im Bild ist die Abhängigkeit des Winkels α_{4-} und der Blindstromänderung $\Delta\hat{i}_q$ als Funktion von α_3 zu entnehmen.

Der Stromblock mit der Steuerwinkelkombination $(\alpha_{M-}, \alpha_{M-1})$ enthält also im allgemeinen einen Blindanteil $\hat{i}_{qM}(\alpha_{M-}, \alpha_{M-1})$ und einen Wirkanteil $\hat{i}_{pM}(\alpha_{M-}, \alpha_{M-1})$. Während $\hat{i}_{pM}(\alpha_{M-}, \alpha_{M-1})$ der gewünschten Wirkkomponente auf jeden Fall entspricht, ist der Blindanteil um $\Delta\hat{i}_{qM}$ größer als der gewünschte Blindstrom $\hat{i}_{qMsoll}(\alpha_{M-1})$ bei der Steuerung von α_{M-1}. Die von α_3 und der benötigten Wirkleistung abhängige Differenz $\Delta\hat{i}_{qM}$ kann man formal der Last zuschlagen.
Der reale Stromrichter läßt sich dann durch eine Parallelschaltung von einem idealen verlustlosen Stromrichter und einer von den Steuerwinkeln α_{M-} und α_{M-1} abhängigen, ohmsch-induktiven Last repräsentieren:

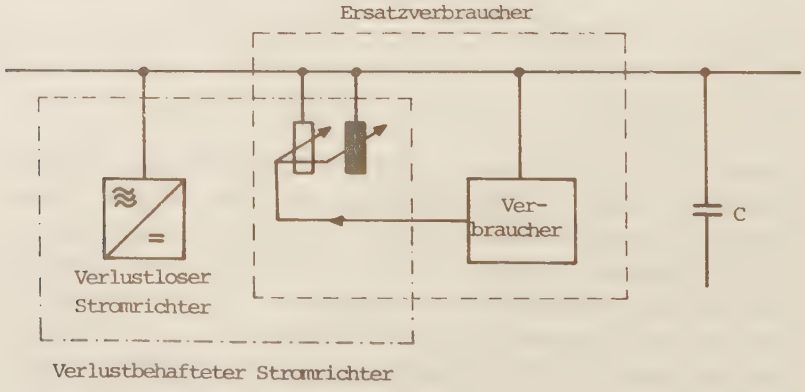


Bild 4.2.3.7/7 Ersatzschaltbild eines verlustbehafteten Stromrichters

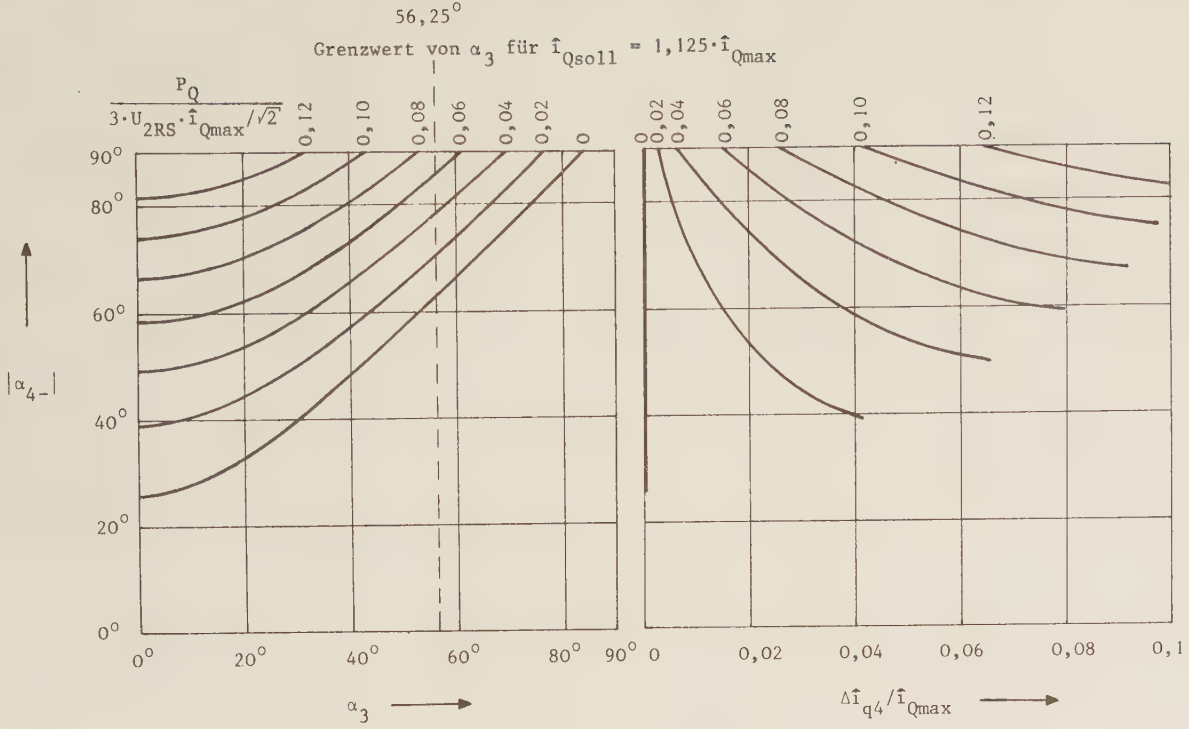


Bild 4.2.3.7/6 Abhängigkeit des Steuerwinkels α_{4-} und der Blindstromänderung $\Delta\hat{I}_{q4}$ vom Steuerwinkel α_3 . Zu deckende Verlustleistung P_Q als Parameter. $k = 0{,}1$; $M = 4$.

Bei großen Blindstromistwerten kann man außerdem die zur Verlustdeckung benötigte Stromfläche auf mehrere bereits weit ausgesteuerte Stufenströme verteilen. Für eine z.B. konstant zu haltende Wirkkomponente ändern sich die Steuerwinkel α_{m-} in den beteiligten Stufenströmen dann relativ weniger als der einzige Winkel α_M im obigen Fall, wenn α_{M-1} wegen einer gewünschten höheren Blindkomponente ausgesteuert ist. Die zusätzliche Blindkomponente wird sich auch entsprechend geringer ändern, besonders wenn die Steuerwinkel α_{m-} groß sind(Bild 4.2.3.7/6).

Bild 4.2.3.7/8 zeigt für M = 4 und $\gamma_{min} = 15^o$ Schwellenwertverläufe, die nach diesem Verfahren ermittelt worden sind. Der Verlauf von S_4 im negativen Steuerwinkelbereich fehlt, weil sich der Steuerwinkel α_{4-} hier nur nach der gewünschten Wirkkomponente richtet.

4.2.4 Verfahrensbedingte Fehler

Bei den bisherigen dargestellten Steuerverfahren wurde eine Reihe von Gesichtspunkten außer acht gelassen, die im folgenden näher erläutert werden.

Im stationären Betrieb eines unsymmetrischen Drehstromverbrauchers sind gemäß Abschnitt 4.1.1 die Sollströme für den Stromrichter im allgemeinen unsymmetrisch und der Spannung nicht genau um 90^o nacheilend. Durch Hinzufügen eines Nullstromes eilen die Sollströme zwar der jeweiligen Spannung nach, sind aber nicht mehr sinusförmig (z.B. die Stromverläufe im Bild 4.1.4/2). Bei der Anwendung der Steuerverfahren mit minimalem Grundschwingungsfehler treten nun unvermeidlich sowohl Amplituden- als auch Phasenfehler auf. Sie hängen wiederum, wie in /23/ festgestellt wurde, von der Amplitude des ursprünglichen sinusförmigen Sollstromes und von dem Verlauf des benötigten Nullstromes ab. Eine gesetz-

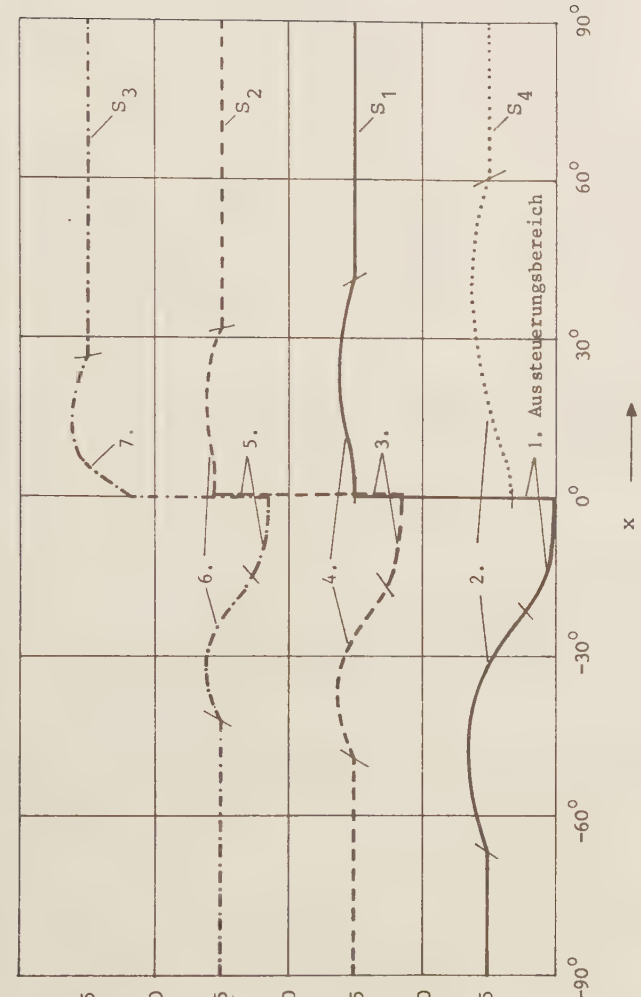


Bild 4.2.3.7/8 Steuerverfahren VI
k = 0,1 ; γ_{min} = 15°

mäßige Angabe über diese Fehler ist deshalb unmöglich, weil sich die Sollströme hinsichtlich ihrer Phasenlage gegenüber der jeweiligen Strangspannung und in ihrer Amplitude naturgemäß von Betriebspunkt zu Betriebspunkt unterscheiden. Man kann nur generell annehmen, daß die Fehler umso größer werden, je mehr die Sollströme von den sinusförmigen, der Spannung von 90° nacheilenden Verläufen abweichen.

Im dynamischen Betrieb sind die Sollströme von vornherein nicht sinusförmig, besonders wenn ein sich stark und schnell ändernder Verbraucher, wie z.B. der Lichtbogenofen, kompensiert werden soll. Die Betrachtung der Fehler soll sich hier lediglich auf die momentanen Abweichungen beschränken. Man kann aber erwarten, daß mit den Steuerverfahren I bis VI bessere Kompensationsergebnisse als mit dem Verfahren der konstanten Schwellenwerten erreicht werden können, wenn die dynamischen Sollströme noch näherungsweise sinusförmig verlaufen.

Bei einem dreiphasigen Stromrichter (z.B. nach Bild 2.2/1) verursachen die genannten Fehler außerdem, daß eine ungewollte Wirkleistung der Anlage entstehen kann, obwohl die Sollströme selbst mit den Spannungen keine Wirkleistung bilden. Diese Wirkleistung kann positiv oder negativ sein und hängt stark von dem gewählten Steuerverfahren und den Verläufen der Sollströme ab /23/. Zur Erhaltung der Energiebilanz kann die Gleichstromregelung hier eingreifen.

4.2.5 Gewählte Steuerungsschaltung

Die ermittelten Schwellenwertverläufe können quantisiert und in digitalen Speicherbausteinen gespeichert werden. Es ist ausreichend, nur den Verlauf während einer Halbperiode des Netzes, z.B. zwischen zwei Spannungsnulldurchgängen, zu speichern. Die Anzahl der gespeicherten Stützstellen hängt in erster Linie von dem gewünschten, nicht zu überschreitenden Quantisierungsfehler und der Geschwindigkeit der verwendeten Bauelemente ab.
Wenn die gespeicherten Werte mit einer Abtastfrequenz f_T ausgelesen werden, läßt sich der Diskretisierungsfehler aus

$$\Delta S_T = \frac{1}{f_T} \cdot \frac{dS_m}{dx} \qquad (4.2.5/1)$$

berechnen.
Zusätzlich zu diesem Fehler kommt noch der Quantisierungsfehler bei der Darstellung eines Wertes mit einem Datenwort von begrenzten Bitstellen. Wenn n_B die gewählte Wortlänge ist, ergibt sich dann ein Quantisierungsfehler

$$\Delta S_B = \frac{1}{2 \cdot (2^{n_B} - 1)} \cdot S_{max} \quad , \qquad (4.2.5/2)$$

wobei S_{max} der maximal darzustellende Wert ist und dem Datenwort mit dem größten Wert entspricht.

Zur Ermittlung der Zündzeitpunkte für die Ventile oder des Übersetzungsverhältnisses $\ddot{u}_Q(x)$ wird eine digitale Vergleichsmethode gewählt.
Bild 4.2.5/1 stellt eine einphasige Steuerungschaltung für einen Stromrichter mit neun Stromstufenwerten dar. Mit der gewählten Abtastfrequenz f_T werden für jeden Schwellenwertverlauf insgesamt

$$n_{St} = \frac{1}{2} \cdot \frac{f_T}{f_L} \qquad (4.2.5/3)$$

äquidistante Stützstellen in EPROMs gespeichert. Die durch

n_B Bits dargestellten Werte werden nacheinander mit aufsteigender Adresse abgelegt, so daß sie wieder nacheinander mit einem dualen $n_{Zä}$-Bit-Vorwärtszähler Zä ausgelesen werden können ($2^{n_{Zä}} \geq n_{St}$) .
Das Taktsignal liefert ein spannungsgesteuerter Oszillator (6) , dessen im dynamischen Betrieb notwendige Steuerung im Abschnitt 5.2.2 näher erläutert werden wird.
Der Verlauf der Zündwinkeldifferenz ε nach Bild 4.2.3.3/1 wird ebenfalls in EPROMs (1) gespeichert und mit dem gleichen Zähler (10) ausgelesen. Der sich daraus ergebende digitale Wert wird mit einem Digital-Analog-Umsetzer (2) in ein zeitdiskretes analoges Signal umgewandelt, das dann nach der Multiplikation mit der zeitlichen Ableitung des Sollstromes die Größe ΔS_{m2} gemäß Gl. (4.2.3.3/7) ergibt. Diese Größe wird zu dem Sollstrom addiert und die Summe wird nach der Gleichrichtung in einem Betragsbildner (8) mit Hilfe eines n_B-Bit-Analog-Digital-Umsetzer (12) in ein digitales Signal umgewandelt. Die Gleichrichtung der Summengröße ($i_{Qsoll} + i^{\circ}_{soll} + \Delta S_{m2}$) hat zur Folge, daß nur die vier positiven Schwellenwerte gespeichert werden müssen. Die Erkennung der positiven und negativen Bereiche wird mit einem Komparator verwirklicht. Die Ausgangssignale des A/D-Umsetzer (12) und der EPROMs (13) werden dann in einem n_B-Bit-Vergleicher (14) verglichen. Der Entkopplungsverstärker (15) übernimmt die stabilen Endwerte der Ergebnisse. Die Ausgangssignale des Entkopplungsverstärker (O1>, O2>, O3> und O4>) nehmen jeweils den Wert 1 an, wenn der Summenbetrag $|i_{Qsoll} + i^{\circ}_{soll} + \Delta S_{m2}|$ den jeweiligen Schwellenwertverlauf überschreitet, den Wert O, wenn er diesen unterschreitet. Das Signal O4> wird zusätzlich mit einem Signal, das von der Wirkleistungssteuerung geliefert wird, in dem ODER-Glied (16) verknüpft, das dann das endgültige Signal für den vierten Stufenstrom erzeugt. Grundsätzlich können diese Signale von dieser Stellen an weiter digital verarbeitet werden, um die Zündbefehle für die einzelnen Ventile des Stromrichters herzuleiten.
Für die spätere Simulation ist das Übersetzungsverhältnis $ü_Q(x)$ dagegen von größerem Interesse (s. Abschnitt 5.2.2) .

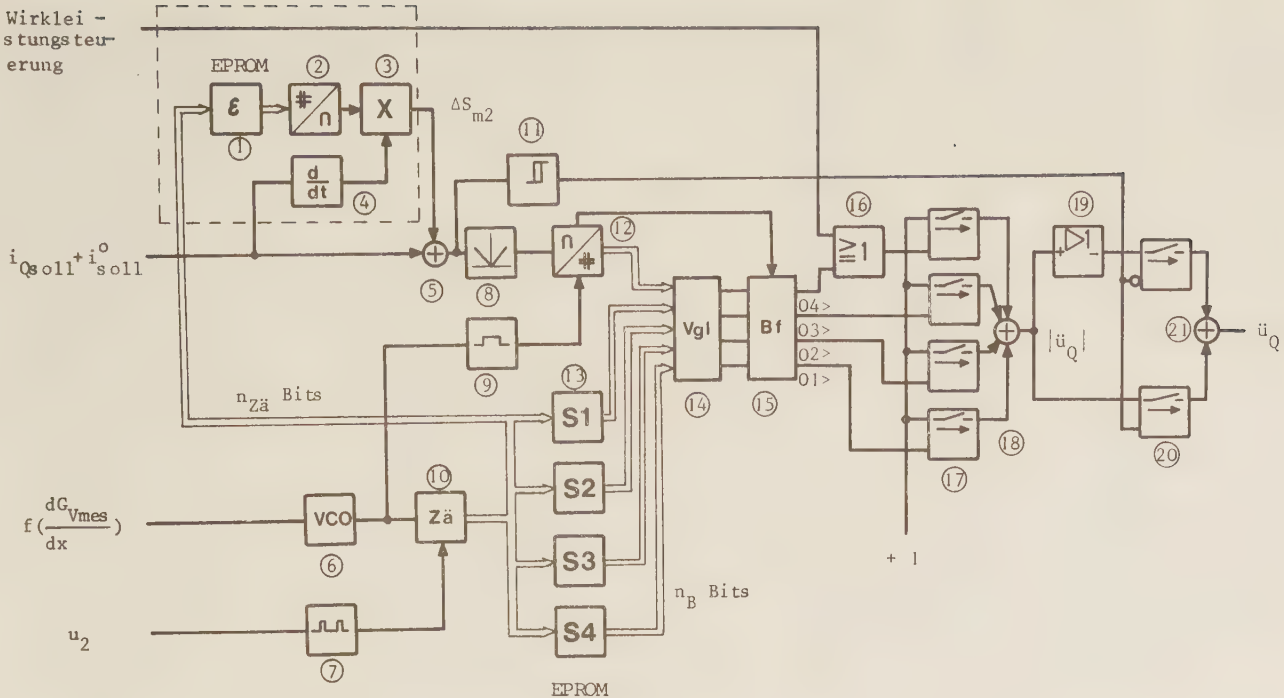


Bild 4.2.5/1 Gewählte einphasige Steuerungsschaltung

Mit den Analogschaltern (17) und dem Summierer (18) wird zunächst der Betrag $|\ddot{u}_Q(x)|$ gebildet. Die Größe $\ddot{u}_Q(x)$ erhält man schließlich mit dem Invertierer (19) , den Analogschaltern (20) und dem Summierer (21) .
Da die Schwellenwertverläufe nur für eine Halbperiode gespeichert sind, müssen sie nach Ablauf dieser Zeit wieder von neuem ausgelesen werden. Dazu wird der Zähler bei jedem Nulldurchgang der Spannung von einem Nulldurchgangsdetektor (7) rückgesetzt.
Für einen synchronen Ablauf wird der A/D-Umsetzer (12) durch eine monostabile Kippschaltung (9) gesteuert, dessen Triggerung durch das Abtastsignal ausgelöst wird.

Mit drei solchen Schaltungen kann ein dreiphasiger Stromrichter gesteuert werden, wenn die Steuerungen der drei Stränge unabhängig voneinander ablaufen können.

5. UNTERSUCHUNGEN ÜBER DAS DYNAMISCHE VERHALTEN VON KOMPENSATIONSEINRICHTUNGEN MIT NETZGEFÜHRTEN STROMRICHTERN

5.1 Struktur eines kompensierten Versorgungssystems mit konstantem Effektivwert der Spannung

5.1.1 Kompensationsstrategie

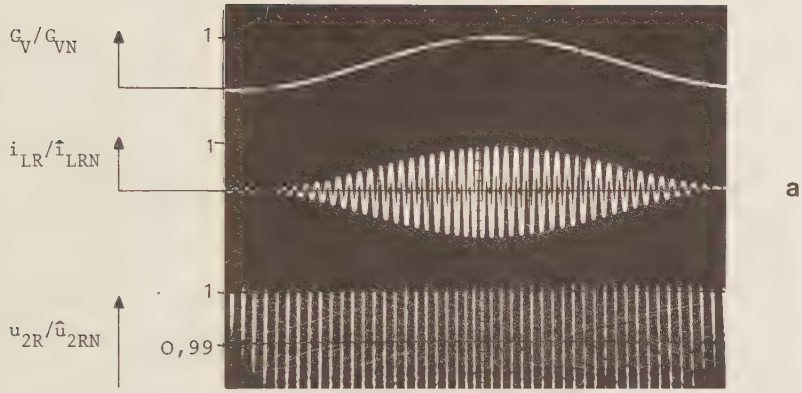
Neben der Aufgabe, das Netz weitgehend von Blindströmen zu entlasten, hat die Kompensationseinrichtung bei schnell veränderlichen Verbraucherblindströmen zusätzlich dafür zu sorgen, daß die Schwankungen des Spannungseffektivwertes *) am Anschlußpunkt des Verbrauchers so gering sind, daß z.B. bei am gleichen Anschlußpunkt angeschlossenen Lichtquellen kein störender "Flicker" auftritt.
Bei dem bisherigen, angewendeten Verfahren zur Kompensation und Symmetrierung von schnell und stark veränderlichen Verbrauchern werden zunächst die erforderlichen Blindleitwerte für den Kompensator aus den gemessenen Verbrauchergrößen und der bekannten Kondensatorbatterie berechnet. Sie werden anschließend mit den den Verbraucherspannungen um 90° nacheilenden Spannungen multipliziert, um dann die notwendigen Stromsollwerte für den Kompensator zu bilden. Dieses Verfahren hat den Nachteil, daß z.B. bei einem Blindstromeinsatz des Verbrauchers die vollständigen Sollströme für den Kompensator nicht gleichzeitig, sondern erst nach der Rechenzeit vorliegen. Dies hat zur Folge, daß das Netz während dieser Rechenzeit die Blindströme zum größten Teil aufbringen muß, was dann störende Spannungsschwankungen verursacht.

---

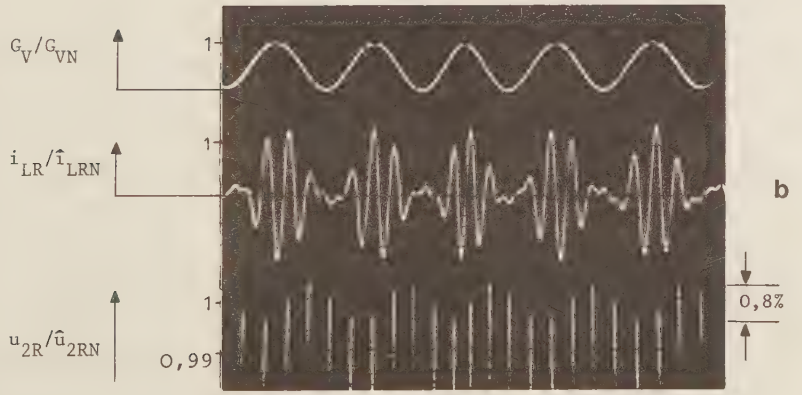
*) Aus der Mehrzahl der Untersuchungen /3/ geht hervor, daß die Bemerkbarkeit des Lichtflimmerns allein von den Schwankungen des "Effektivwertes" der Spannung abhängig ist. Bei einer sinusförmigen Spannung kann man normalerweise aus der Betrachtung der Schwankungen der "Amplitude" auf die Schwankungen des "Effektivwertes" schließen. Für eine mit Oberschwingungen behaftete Spannung, deren Frequenz und Amplitude im allgemeinen noch variabel sind, wie es in dieser Arbeit zum Teil der Fall ist, ist es dagegen notwendig, die Schwankungen des "Effektivwertes" zu betrachten.

Dagegen wird beim untersuchten neuen Kompensationsverfahren anstelle der Blindleitwerte für den Kompensator der Wirkleitwert des Verbrauchers berechnet. Die Sollströme für den Kompensator ergeben sich dann direkt aus den gemessenen Verbraucherströmen abzüglich der "Wirkströme", die sich aus der Multiplikation des berechneten Wirkleitwertes mit den jeweiligen Verbraucherspannungen berechnen. Dies bedeutet, daß jede Laständerung zunächst unmittelbar von der Kompensationseinrichtung aufgefangen wird, bis die Berechnung des Wirkleitwertes voll abgelaufen ist. Es entfällt dadurch die Totzeit, die bei der Berechnung der Mittelwertgröße "Blindleistung" unvermeidbar auftritt und die Dynamik der Kompensation stark begrenzt. Von der Kompensationseinrichtung wird jedoch gefordert, daß sie in der Lage ist, kurzzeitig Energie aufzunehmen oder abzugeben, was für den Fall einer Anlage mit entsprechend großen Energiespeichern ohne weiteres möglich ist.

Zur Konstanthaltung des Spannungseffektivwertes müssen zu den so ermittelten Sollströmen für den Kompensator noch Zusatzsollwerte addiert werden. Diese Zusatzsollwerte werden bis jetzt mit der Zeigerrechnung so bestimmt, daß der Betrag des Spannungszeigers am Anschlußpunkt der Kompensationseinrichtung bei unterschiedlichen Lasten konstant bleibt (z.B. /4/). Im stationären Betrieb oder bei sich langsam ändernden Lasten kann mit dem Verfahren der Effektivwert der Spannung, wie gewünscht, konstant gehalten werden, wie das Ergebnis im Bild 5.1.1/1a aus einer Simulation mit einem idealen Stellglied zeigt (die Simulation wird später beschrieben). Bei sich schnell ändernden Lasten, z.B. bei einem mit 10 Hz modulierten Verbraucherleitwert (Bild 5.1.1/1b), versagt dieses Verfahren. Die Schwankung der Spannungsamplitude im Bild 5.1.1/1b ist bereits so groß, daß das Lichtflimmern mit Sicherheit bemerkbar wird. Die Ursache dieser begrenzten Dynamik trotz eines idealen Stellgliedes liegt darin, daß außer acht gelassen ist, daß sich der Phasenwinkel der Spannung unbedingt dynamisch mit der Last ändern



f_M = 1 Hz



f_M = 10 Hz

Bild 5.1.1/1 Verläufe des Verbraucherleitwertes G_V , des Netzstromes i_{LR} und der Amplitude der Spannung u_{2R} bei Vernachlässigung der Frequenzänderung der Spannung in den Sollwerten

muß, wenn ihr Effektivwert bzw. ihre Amplitude konstant sein soll. Diese dynamische Winkeländerung bedeutet eine Frequenzänderung der Spannung.
Die Zusatzsollwerte werden deshalb im folgenden unter den Voraussetzungen berechnet, daß die Amplitude bzw. der Effektivwert der Spannung am Anschlußpunkt der Kompensationseinrichtung konstant ist und daß sich der Phasenwinkel der Spannung weiterhin wie im quasistationären Betrieb ergibt, daß sich aber die Frequenz der Lastspannung mit der Belastung ändert.

Auf Grund dieser Überlegungen wird die Kompensation nach der folgenden Strategie durchgeführt:

a - Der Wirkleitwert des Verbrauchers ist fortlaufend meßtechnisch zu ermitteln.

b - Aus der gemessenen Quellenspannung am Punkt 1 (Bild 3/1) und dem Meßwert des Verbraucherwirkleitwertes sowie der bei stationärem Betrieb wirksamen Impedanz des Netzes wird der Sollwert der Spannung am Lastanschlußpunkt 2 fortlaufend in Echtzeit ermittelt.

c - Aus der gemessenen Quellenspannung, dem errechneten Sollwert der Verbraucherspannung und dem dynamisch wirksamen Innenwiderstand des Netzes wird der Sollwert i_{Lsoll} des Netzstromes fortlaufend in Echtzeit ermittelt.

d - Analog zu der für die wirklichen Ströme geltenden Knotengleichung (Bild 3/1)

$$i_L = i_C + i_Q + i_V$$

wird der Sollwert des Stromes $(i_{Qsoll} + i_{Csoll})$ der Kompensationseinrichtung fortlaufend nach der Gleichung

$$(i_{Qsoll} + i_{Csoll}) = i_{Lsoll} - i_V$$

unter Benutzung des gemessenen Verbraucherstromes i_V in Echtzeit gebildet.

Wenn die gesamte Kompensationseinrichtung wie eine ideale

steuerbare Stromquelle in der Lage ist, einen dem Sollwert entsprechenden Strom ($i_Q + i_C$) aufzunehmen, dann stimmt auch der wirkliche Netzstrom i_L mit seinem errechneten Sollwert überein und infolgedessen auch der Istwert der Spannung am Anschluß 2 mit ihrem errechneten Sollwert.

Im Unterschied zu der in /12/ dargestellten Strategie, bei der die Wirkleistung des Verbrauchers gemessen wird, wird hier also sein Wirkleitwert ermittelt. Dies folgt aus der Überlegung, daß ein Kompensationseingriff nur sinnvoll ist, wenn sich die Wirkleistung infolge einer Änderung der Verbraucherimpedanz ändert. Wirkleistungsänderungen infolge von Netzspannungsänderungen bei konstantem Verbraucher sind dagegen nicht diesem anzulasten und sollten daher nicht zu Kompensationsvorgängen führen.

5.1.2 Messung des Wirkleitwertes

Besitzt ein Verbraucher einen konstanten Leitwert G_V, dann besteht der Zusammenhang

$$G_V = \frac{P_V}{U_C^2} \quad ,$$

wobei P_V die Wirkleistung des Verbrauchers und U_C der kollektive Effektivwert seiner Spannungen ist. In ähnlicher Weise kann man den Wirkleitwert eines sich ändernden Verbrauchers im allgemeinen nach der Formel

$$G_{Wirk}(x) = \frac{P_V(x)}{\sum\limits_{\xi=R,S,T} U_{2\xi}^2} \qquad (5.1.2/1)$$

ermitteln. In /26/ wird beschrieben, wie ein Meßverfahren entsprechend dieser Formel entwickelt und ein G-Meßgerät aufgebaut wurde, das bei der untersuchten Kompensations-

einrichtung verwendet werden soll. Der mit dem Meßgerät ermittelte Wert wird im folgenden zur Unterscheidung von der allgemeinen Definition nach Gl. (5.1.2/1) als G_{Vmes} bezeichnet.

Für die spätere Betrachtung der dynamischen Eigenschaften des gesamten Kompensationssystems ist es notwendig, die Übertragungseigenschaften des Meßgerätes näher zu beschreiben. Im Bild 5.1.2/1 ist die Ortskurve

$$F(jf) = \frac{G_{Vmes}(jf)}{G_V(jf)} = \frac{P_V(jf)}{P_{Vx}(jf)} \qquad (5.1.2/2)$$

der Übertragungsfunktion des Meßgerätes im Frequenzbereich dargestellt. Die Gültigkeit dieser Ortskurve setzt einen konstanten oder sich nur langsam ändernden kollektiven Effektivwert der Spannungen voraus. Dies ist z.B. der Fall, wenn das Meßgerät direkt am Anschlußpunkt 1 des Netzes angeschlossen wird. Für den Fall, daß er direkt am Verbraucher (Anschlußpunkt 2) angeschlossen ist, gilt dies ebenfalls, wenn man annimmt, daß die Amplitude der Verbraucherspannungen mit Hilfe der im letzten Abschnitt beschriebenen Kompensationsstrategie wirklich konstant gehalten werden kann. Die Frequenzänderung der Spannung hat bei dem entwickelten Meßverfahren praktisch keinen Einfluß auf die Übertragungseigenschaft des Gerätes. Für im Frequenzbereich $f/f_L = 0$ bis ca. 0,7 modulierte Verbraucherleitwerte liefert die Messung Werte, die - wie man der Ortskurve entnehmen kann - in der Amplitude etwas größer als die Eingangswerte sind und diesen in der Phase nacheilen. Dies bedeutet, daß der modulierte Netzstrom in diesem Modulationsfrequenzbereich ebenfalls etwas größer ist als der vom Verbraucher verlangte modulierte Wirkstrom ohne Kompensationseinrichtung. Die Differenz der beiden entsprechenden Leistungspendelungen muß die Kompensationseinrichtung dann in Form von Modulationsblindleistung liefern. Das angewandte Meßverfahren hat den Vorteil, daß zwar jeder Laststoß zunächst nur mit einer Verzögerung erkannt wird, d.h. daß die Kompensationseinrichtung zunächst die Differenzenergie liefern muß, daß aber die Energiebilanz nach einer Dauer von $1,5 \cdot T_L$ wieder

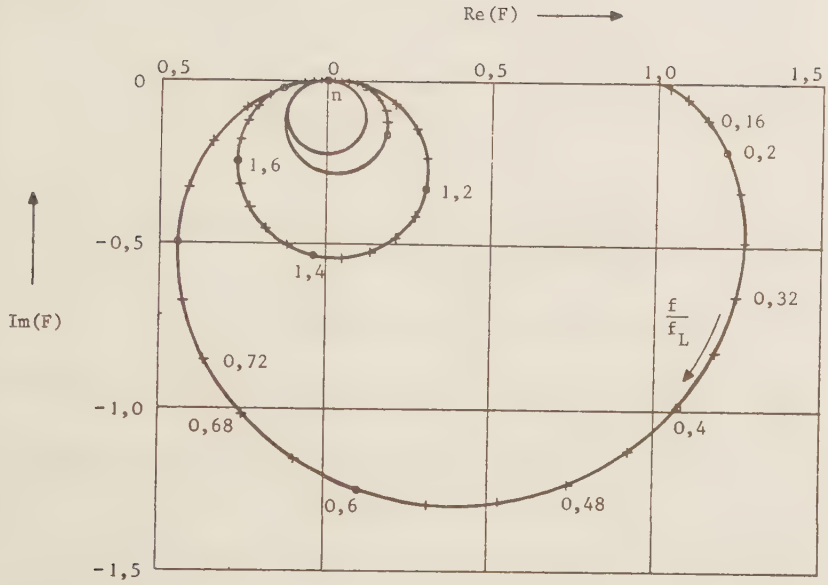


Bild 5.1.2/1 Ortskurve der Wirkleitwertmessung

$$F(jf) = \frac{G_{Vmes}}{G_V}$$

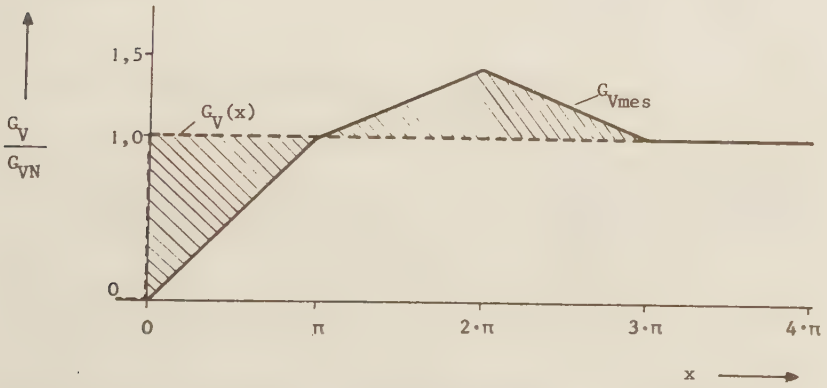


Bild 5.1.2/2 Sprungantwort der Wirkleitwertmessung mit Energieausgleich-Eigenschaft

vollkommen ausgeglichen ist, wie die im Bild 5.1.2/2 dargestellte Sprungantwort zeigt. Dies bedeutet, daß von der Kompensationseinrichtung im Mittel keine Energielieferung verlangt wird und daß auch plötzliche Wirklaständerungen durch die Kompensation weitgehend vom Netz ferngehalten werden.

5.1.3 Zusammenhänge zwischen Strömen und Spannungen in einem ideal kompensierten Netz

5.1.3.1 Ersatzschaltbild bei stationärem Betrieb

Den folgenden Betrachtungen liegt die Netzkonfiguration nach Bild 3/1 zugrunde, wobei die Netzquellenspannung am Anschlußpunkt 1 voraussetzungsgemäß rein harmonisch, d.h. mit konstanter Amplitude, Frequenz und Phasenlage schwingt. Die wirkliche Belastung des zu kompensierenden Verbrauchers wird so kompensiert, daß sich resultierend im einphasigen Ersatzschaltbild eine Parallelschaltung aus dem Wirkleitwert G_{Wirk} und einem idealen Blindleitwert jB ergibt. Hierbei bestimmt sich jB aus der Bedingung, daß der Effektivwert der Lastspannung unabhängig von der jeweiligen Größe des Wirkleitwertes G_{Wirk} konstant bleiben soll.

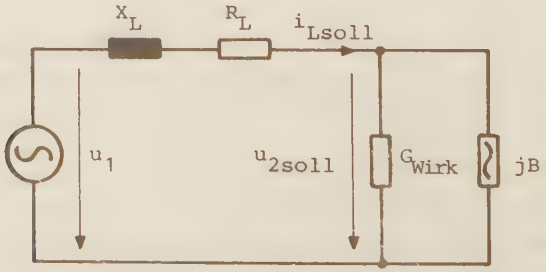


Bild 5.1.3.1/1 Einphasiges Ersatzschaltbild eines kompensierten Versorgungsnetzes

Die Spannungs- und Stromgrößen lassen sich in dem folgenden Zeigerbild darstellen.

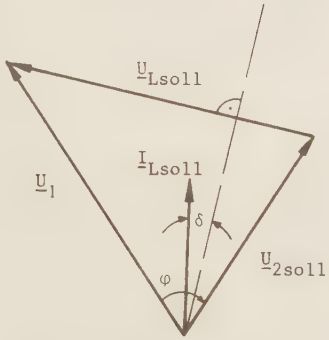


Bild 5.1.3.1/2 Zeigerdiagramm des Ersatzschaltbildes nach Bild 5.1.3.1/1

Aus der Forderung $U_{2soll} = \rho \cdot U_1$, wobei ρ ein gewünschter konstanter Faktor ist, läßt sich die Abhängigkeit des Phasenwinkels φ von dem Wirkleitwert G_{Wirk} (Anhang A2) durch

$$\sin(\varphi + \delta) = \rho \cdot (Z_L \cdot G_{Wirk} + \sin\delta) \qquad (5.1.3.1/1)$$

darstellen.

5.1.3.2 Spannung am Verbraucher

Mit der Gl. (5.1.3.1/1) ist der Spannungsverlauf u_{2soll} bei jedem Wert von G_{Wirk} bereits bekannt. Für die fortlaufende Berechnung ist es jedoch zweckmäßig, u_{2soll} aus orthogonalen Komponenten mit konstanter Phasenlage zu ermitteln. Bezeichnet man eine gegenüber der Quellenspannung u_1 um 90° nacheilende Spannung gleicher Amplitude mit v_1, so gilt

$$v_1(x) \equiv u_1\left(x - \frac{\pi}{2}\right) \quad . \qquad (5.1.3.2/1)$$

Der Spannungssollwert u_{2soll} am Verbraucher läßt sich dann

durch

$$u_{2soll} = \rho \cdot (u_1 \cdot \cos\varphi + v_1 \cdot \sin\varphi) \qquad (5.1.3.2/2)$$

darstellen.
Mit dem Ansatz

$$u_{2soll} = u_1 - u_{2*} - v_2$$

und dem Phasenwinkel φ nach Gl. (5.1.3.1/1) berechnen sich die Komponenten u_{2*} und v_2 in Abhängigkeit vom Wirkleitwert zu (Anhang A2)

$$u_{2*} = u_1 \cdot \rho \cdot \left(\frac{1}{\rho} - \eta \cdot \sin\delta - \sqrt{1 - \eta^2} \cdot \cos\delta \right) \qquad (5.1.3.2/3)$$

$$v_2 = v_1 \cdot \rho \cdot (-\eta \cdot \cos\delta + \sqrt{1 - \eta^2} \cdot \sin\delta) \qquad (5.1.3.2/4)$$

wobei

$$\eta = \rho \cdot (Z_L \cdot G_{Wirk} + \sin\delta) \qquad (5.1.3.2/5)$$

bedeutet.
Da die Komponenten u_{2*} und v_2 nur von dem meßbaren Wirkleitwert G_{Wirk} abhängig sind, können sie nach den obigen Gleichungen mit Hilfe geeigneter Rechenschaltungen ermittelt werden.

5.1.3.3 Netzstrom und Kondensatorstrom

Der Zeitverlauf des Netzstromes ergibt sich aus

$$i_{Lsoll} = \frac{1}{X_L} \cdot \int (u_{Lsoll} - R_L \cdot i_{Lsoll}) dx \qquad (5.1.3.3/1)$$

wobei sich der Spannungsfall u_{Lsoll} an der Netzimpedanz aus

$$u_{Lsoll} = u_{2*} + v_2 \qquad (5.1.3.3/2)$$

berechnet.

Um den Sollwert i_{Qsoll} des Stromrichters nach der in Abschnitt 5.1.1 beschriebenen Grundstrategie zu bilden, ist es nicht zweckmäßig, den Kondensatorstrom i_C genau so meßtechnisch zu erfassen wie den Verbraucherstrom i_V . Der Istwert des Stromrichters enthält bekanntlich außer dem dem Sollwert entsprechenden Anteil erhebliche Oberschwingungsströme. Diese werden größtenteils von der Kondensatorbatterie geliefert und würden bei direkter Messung des Kondensatorstromes Sollwertanteile bilden, denen der Istwert des Stromrichters nicht folgen kann. Es ist besser, den Kondensatorstrom rechnerisch zu ermitteln. Bei bekannter Kapazität kann der Kondensatorstrom aus dem bekannten Sollwert der Verbraucherspannung u_{2soll} berechnet werden :

$$i_{Csoll} = C \cdot \frac{du_{2soll}}{dt} = B_C \cdot \frac{du_{2soll}}{dx} \qquad (5.1.3.3/3)$$

mit $B_C = 2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot C$.

Mit u_{2soll} aus dem vorherigen Abschnitt erhält man in Abhängigkeit vom Wirkleitwert

$$i_{Csoll} = u_1 \cdot \rho \cdot B_C \cdot \left(\rho \cdot \frac{d\eta}{dx} \cdot \sin\delta - \rho \cdot \frac{\eta}{\sqrt{1-\eta^2}} \cdot \frac{d\eta}{dx} \cdot \cos\delta + \eta \cdot \cos\delta - \sqrt{1-\eta^2} \cdot \sin\delta \right)$$

$$+ v_1 \cdot \rho \cdot B_C \cdot \left(\rho \cdot \frac{d\eta}{dx} \cdot \cos\delta + \rho \cdot \frac{\eta}{\sqrt{1-\eta^2}} \cdot \frac{d\eta}{dx} \cdot \sin\delta - \eta \cdot \sin\delta - \sqrt{1-\eta^2} \cdot \cos\delta \right)$$

(5.1.3.3/4)

wobei

$$\frac{dn}{dx} = \rho \cdot Z_L \cdot \frac{dG_{Wirk}}{dx} \qquad \text{ist .}$$

In dieser Gleichung für den Kondensatorstrom treten Glieder auf, die von der zeitlichen Ableitung des Wirkleitwertes abhängen. Sie werden größer mit zunehmender Änderungsgeschwindigkeit des Wirkleitwertes und dürfen aus diesem Grunde bei schnell schwankenden Lasten nicht vernachlässigt werden, wenn die Amplitude der Spannung am Verbraucheranschlußpunkt durch die errechneten Sollwerte konstant gehalten werden soll.

Mit den berechneten Strömen i_{Lsoll} und i_{Csoll} und dem gemessenen Verbraucherstrom i_V erhält man den Sollwert für den Stromrichterstrom aus

$$i_{Qsoll} = i_{Lsoll} - i_{Csoll} - i_V \quad . \qquad (5.1.3.3/5)$$

Während die Ermittlung der Spannungen auf einer Zeigerberechnung basierte, wurden die Stromgrößen exakt aus den entsprechenden Differentialgleichungen berechnet. Dies folgt aus der bereits erwähnten Forderung, daß in dem Zusatzsollwert für den Kompensatorstrom die von dG_{Wirk}/dx abhängige Frequenzänderung der Spannung berücksichtigt werden muß, damit ihre Amplitude konstant bleibt. In der Gl. (5.1.3.3/4) wird dies durch die Terme berücksichtigt, die von der zeitlichen Ableitung von G_{Wirk} abhängig sind.

5.1.4 Steuer- und Regelungsstruktur

Bild 5.1.4/1 stellt die Struktur der gesamten Steuer- und Regeleinrichtung für die Kompensationseinrichtung dar, deren Wirkungsweise die in den vorhergehenden Abschnitten abgeleiteten Ergebnisse berücksichtigt. Das Wirkleitwertmeßgerät G

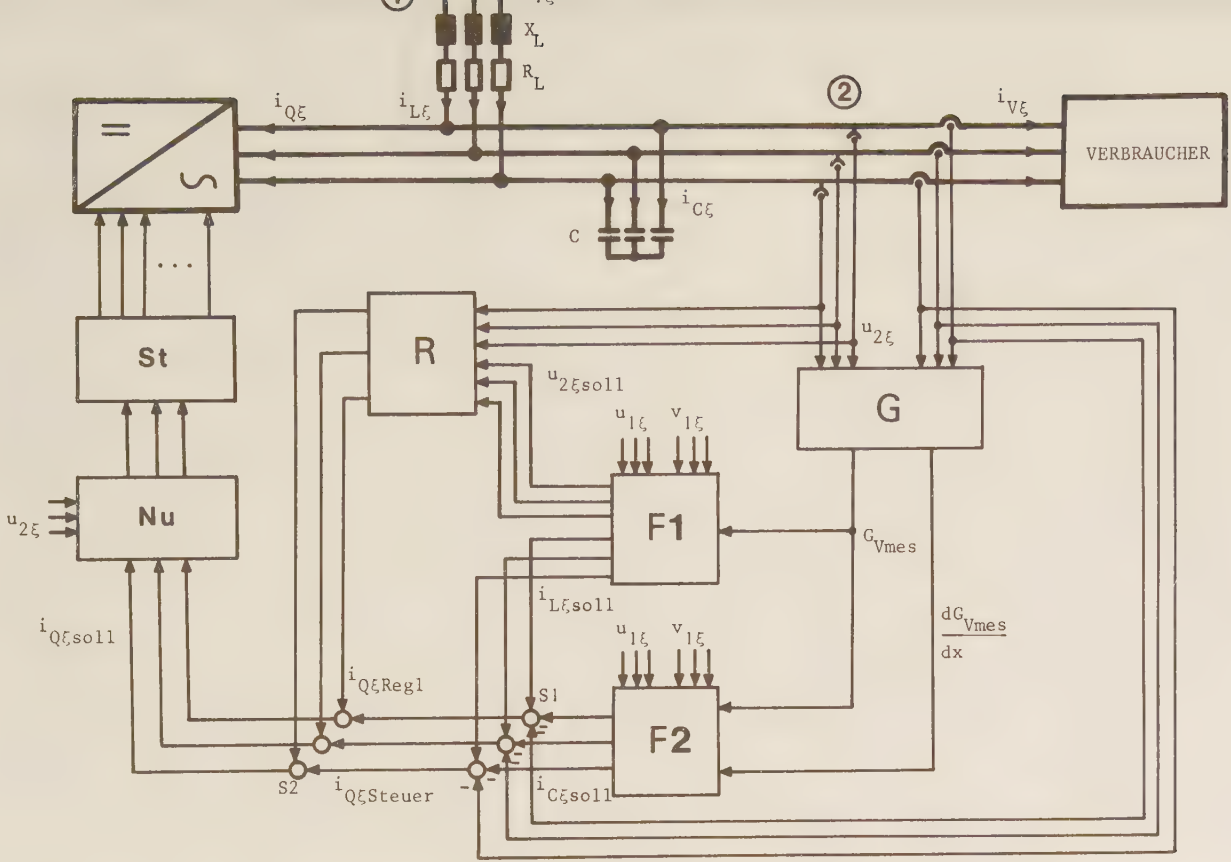


Bild 5.1.4/1 Steuer- und Regelungsstruktur zur Stabilisierung und Symmetrierung der Netzspannung

liefert die gemessene Größe G_{Vmes} und ihre bezogene zeitliche Ableitung dG_{Vmes}/dx. Da G_{Vmes} aus Integralverknüpfungen der Leistungen und der Spannungen gewonnen wird, kann die zeitliche Ableitung dG_{Vmes}/dx relativ exakt und ohne störende Oberschwingungsanteile mit vertretbarem Aufwand ermittelt werden /27/. Im Block F1 werden entsprechend den Gln. (5.1.3.2/2) bis (5.1.3.2/5) und (5.1.3.3/1) die Spannungs- und Stromsollwerte des Netzes aus dem gemessenen Wirkleitwert G_{Vmes} und den zueinander orthogonalen Größen $u_{1\xi}$ und $v_{1\xi}$ fortlaufend berechnet. Im Block F2 wird der Kondensatorstrom $i_{C\xi soll}$ entsprechend der Gl. (5.1.3.3/3) bzw. der Gl. (5.1.3.3/4) ermittelt. Der Summierer S1 bildet aus den berechneten Sollströmen und den gemessenen Verbraucherströmen zunächst die Steuersollwerte *)

$$i_{Q\xi Steuer} = i_{L\xi soll} - i_{C\xi soll} - i_{V\xi} \qquad (5.1.4/1)$$

für den Stromrichterstrom. Mit diesen Sollwerten entsprechenden Kompensatorströmen wird der Verbraucher weitgehend kompensiert und symmetriert sowie die Verbraucherspannung wie gefordert in der Phase verschoben und im Betrag konstant gehalten. Eventuell verbleibende Soll-Istwertabweichungen der Verbraucherspannung werden in einer Regeleinrichtung R erfaßt, die nur vergleichsweise kleine Zusatzsollwerte $i_{Q\xi Regl}$ erzeugt, um diese Abweichungen auszugleichen. Die resultierenden Sollströme werden dann schließlich in den Summierern S2 gebildet. Bevor sie in der entsprechend Bild 4.2.5/1 ausgeführten Steuerungsschaltung (Block St) zu Zündimpulsen für die Ventile verarbeitet werden, werden ihre Verläufe im Hinblick auf die Kommutierungsbedingung im Block Nu geprüft und gegebenenfalls ein Nullanteil addiert. Der Block Nu entspricht also der Schaltung nach Bild 4.1.4/1 zuzüglich von Addierern zum Bilden der Sollstrangströme ($i_{Q\xi soll} + i^{o}_{soll}$) ($\xi$ = RS, ST, TR) für den Stromrichter.

---

*) Die Steuersollwerte entsprechen den berechneten Werten nach Gl. (5.1.3.3/5). Als $i_{Q\xi soll}$ wird im folgenden die Summengröße ($i_{Q\xi Steuer} + i_{Q\xi Regl}$) vereinbart.

5.1.5 Spannungsregelung und ihre Dämpfungswirkung auf die Resonanz-Eigenschwingungen im Netz

Der Auslegung des Reglers wird das nachfolgende einphasige Ersatzschaltbild 5.1.5/1 des Netzes mit der Kompensationseinrichtung zugrunde gelegt.

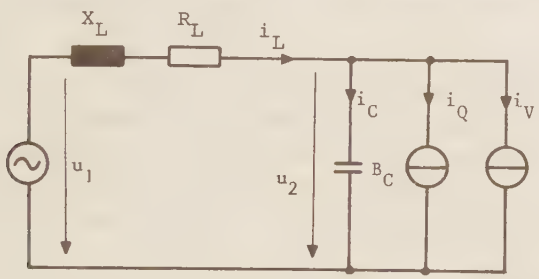


Bild 5.1.5/1 Einphasiges Ersatzschaltbild des Netzes mit Kompensationseinrichtung

Hierbei sind die Kompensator- und Verbraucherströme näherungsweise durch Stromquellen repräsentiert. Im dynamischen Betrieb weichen die Ströme und Spannungen in der Regel von ihren Sollwerten ab, d.h.

$$
\begin{aligned}
u_2 &= u_{2soll} + \Delta u_2 \\
i_L &= i_{Lsoll} + \Delta i_L \\
i_C &= i_{Csoll} + \Delta i_C \\
i_Q &= i_{QSteuer} + i_{QRegl} + \Delta i_Q \quad .
\end{aligned}
\qquad (5.1.5/1)
$$

$\Delta i_Q \neq 0$ ergibt sich zwangsmäßig bei der Anwendung eines Stromrichters mit begrenzter Anzahl von Stromstufenwerten und setzt sich im allgemeinen aus einem Augenblicksfehler und steuerverfahrensbedingten Fehlern von Soll- und Istströmen zusammen. Diese beiden Fehler können (s. Abschnitt

4.2.4) im dynamischen Betrieb nicht eindeutig voneinander unterschieden werden. Es wird angenommen, daß die Augenblicksfehlerströme nur harmonische Schwingungen mit gegenüber der Netzfrequenz hohen Frequenzen enthalten und zum größten Teil ohne merkliche Beeinflussung des Spannungseffektivwertes durch die Kondensatorbatterie fließen, während die steuerverfahrensbedingten Fehlerströme niederfrequent sind und den Spannungseffektivwert störend beeinträchtigen.

Aus

$$i_{QSteuer} = i_{Lsoll} - i_{Csoll} - i_V$$

und

$$i_L = i_C + i_Q + i_V$$

erhält man

$$\Delta i_L = \Delta i_C + \Delta i_{QRegl} + \Delta i_Q \qquad (5.1.5/2)$$

und aus $u_2 = u_1 - u_L$ berechnet sich Δu_2 zu

$$\Delta u_2 = -\Delta u_L \quad . \qquad (5.1.5/3)$$

Die dynamischen Abweichungen lassen sich gemäß den Gln. (5.1.5/2) und (5.1.5/3) im folgenden Ersatzschaltbild darstellen.

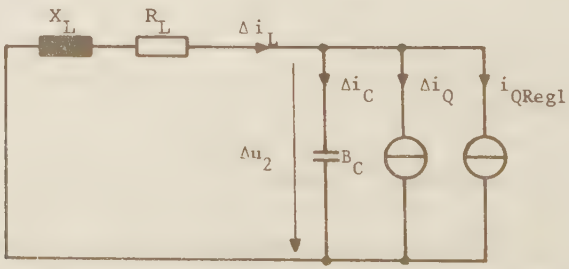


Bild 5.1.5/2 Ersatzschaltbild für die abweichenden Größen

Transformiert man die Gln. (5.1.5/2) und (5.1.5/3) in Laplace-Bereich und löst sie nach Δu_2, dann erhält man

$$\Delta u_2 = F_L(s) \cdot (-i_{QRegl} - \Delta i_Q) \qquad (5.1.5/4)$$

mit

$$F_L(s) = \frac{R_L + X_L \cdot s}{X_L \cdot B_C \cdot s^2 + R_L \cdot B_C \cdot s + 1} \qquad (5.1.5/5)$$

als Übertragungsfunktion des Netz-Kondensatorbatterie-Systems. Um die Dämpfungswirkung der Regelung auf die Eigenschwingungen des Netzes zu beurteilen, werden zunächst der Netzinnenwiderstand R_L und die Abweichung Δi_Q vernachlässigt. Da die Netzspannung geregelt werden soll, d.h.

$$i_{QRegl} = F_r(s) \cdot \Delta u_2 \quad , \qquad (5.1.5/6)$$

wobei $F_r(s)$ die Übertragungsfunktion des gewählten Reglers ist, erhält man dann als Ersatzschaltbild eine Parallelschaltung eines LC-Schwingkreises und eines Netzwerkes mit der Übertragungsfunktion $F_r(s)$ (Bild 5.1.5/3).

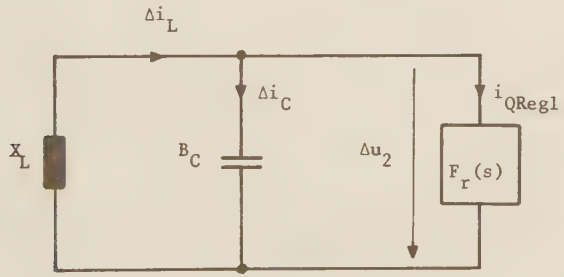


Bild 5.1.5/3 Ersatzschaltbild zur Beurteilung der Dämpfungswirkung des Reglers

Damit die Eigenschwingungen des Netzes gedämpft werden,

sollte der Regler demnach eine solche Struktur besitzen, daß das gesamte Ersatznetzwerk einen aperiodischen Schwingkreischarakter besitzt.

Für den Fall, daß $F_r(s)$ z.B. ein einfaches proportionales Übertragungsglied mit der Übertragungskonstante V_r ist, wirkt der Regler dann wie ein Dämpfungsleitwert V_r . Die Impedanz des Ersatznetzwerkes berechnet sich dann zu

$$Z(s) = \frac{X_L \cdot s}{X_L \cdot B_C \cdot s^2 + V_r \cdot X_L \cdot s + 1} \quad . \qquad (5.1.5/7)$$

Daraus ergeben sich die Resonanzfrequenz des Netzes

$$f_{res} = \frac{f_L}{\sqrt{X_L \cdot B_C}}$$

und die Dämpfungskonstante

$$d = \frac{V_r}{2} \cdot \sqrt{\frac{X_L}{B_C}} \quad .$$

Mit den im Anhang aufgeführten Netzdaten, wobei z.B. $L_L = 121{,}12$ mH und $C = 35{,}62$ µF sind, ergeben sich $f_{res} \approx 76{,}6$ Hz und $d = V_r \cdot 29{,}16\ \Omega$.
Bei einem relativ großen Wert von $\sqrt{X_L/B_C}$ kann für dieses Beispiel die Übertragungskonstante V_r des Reglers also sehr klein gewählt werden, z.B. $V_r = 0{,}01/\Omega$. Eine hinreichend gute Dämpfung der Eigenschwingungen des Netzes wird auf jeden Fall erreicht.

Zum Erreichen einer guten stationären Genauigkeit wird ein Regler mit PI-Struktur gewählt:

$$F_r(s) = \frac{K_r}{s} + V_r \quad . \qquad (5.1.5/8)$$

Mit einem solchen Regler berechnet sich die Dämpfungskonstante d aus

$$d = \frac{V_r}{2} \cdot \sqrt{\frac{X_L}{B_C} \cdot \frac{1}{K_r \cdot X_L + 1}} \quad . \qquad (5.1.5/9)$$

Die Übertragungskonstante K_r des Integrieranteils schwächt also die Dämpfung. Der Regler bleibt jedoch immer stabil, unabhängig von der Wahl von K_r .

Zur Dimensionierung des Reglers werden zweckmäßigerweise zunächst die Übertragungskonstante V_r des Proportionalanteils und die gewünschte Dämpfungskonstante d gewählt mit

$$d \leq \frac{V_r}{2} \cdot \sqrt{\frac{X_L}{B_C}} \quad . \qquad (5.1.5/10)$$

Die Übertragungskonstante K_r läßt sich dann aus Gl. (5.1.5/9) bestimmen.

Die Möglichkeit zur Wahl einer kleinen Übertragungskonstante V_r ist beim Einsatz eines Stromrichters als Stellglied günstig. Nach Gl. (5.1.5/4) verursacht die unvermeidbare Abweichung Δi_Q bei der Netzspannung u_2 die Abweichung $-F_L(s) \cdot \Delta i_Q$, die deshalb auch als unvermeidbar zu betrachten ist. Besonders auf die Anteile dieser Abweichung, die hohe Frequenzen aufweisen, darf der Regler praktisch nicht reagieren, weil der Stromrichter nicht in der Lage ist, seine eigenen Oberschwingungsströme zu kompensieren. Daher muß die Übertragungskonstante V_r sehr klein gewählt werden, was aber wiederum negativ auf die Dämpfung des Systems Einfluß nimmt. Damit die Übertragungskonstante V_r nicht zu klein gewählt werden muß, sollte die Rückführungsgröße zum Regler nach Möglichkeit die auf Grund der Arbeitsweise des Kompensator-Stromrichters unvermeidbare Abweichungen vom Sollwert möglichst nicht enthalten. Da diese Steuerungs-Fehlergröße

$$\Delta i_Q = i_Q - i_{Qsoll}$$

im allgemeinen meßbar ist, kann die dadurch bedingte Spannungsabweichung Δu_{2F} durch ein Filter mit der Übertragungs-

funktion $F_F(s)$ nachgebildet, d.h.

$$\Delta u_{2F} = F_F(s) \cdot \Delta i_Q \qquad (5.1.5/11)$$

und zu der Rückführungsgröße Δu_2 zum Regler addiert werden. Die Größe i_{QRegl} errechnet sich dann aus

$$i_{QRegl} = F_r(s) \cdot (\Delta u_2 + F_F(s) \cdot \Delta i_Q) \quad . \qquad (5.1.5/12)$$

Die Wirkungsweise des gesamten Regelkreises läßt sich nun im Strukturbild 5.1.5/4 darstellen.

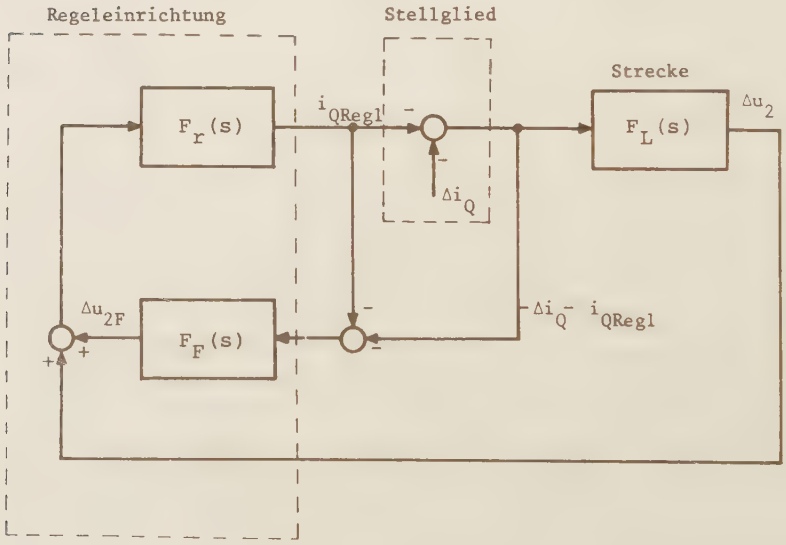


Bild 5.1.5/4 Strukturbild der Wirkungsweise des Regelkreises für die vom Gleichgewichtszustand abweichenden Größen

Daraus ergibt sich

$$\Delta u_2 = - \frac{F_L(s)}{F_L(s) \cdot F_r(s) + 1} \cdot (F_F(s) \cdot F_r(s) + 1) \cdot \Delta i_Q \qquad (5.1.5/13)$$

als die neue, durch Δi_Q verursachte Spannungsabweichung.

Anhand dieser Gleichung sollen bei der Bestimmung der Übertragungsfunktion $F_F(s)$ des Filters folgende Gesichtspunkte beachtet werden :

- $F_F(s)$ darf in erster Linie keinen Pol haben, dessen reeller Anteil größer oder gleich Null ist, denn die Störung Δi_Q wird sonst verstärkend auf die Spannungsabweichung wirken.
- Bei hohen Frequenzen soll $F_F(s)$ die gleiche Übertragungseigenschaft wie die Kondensatorbatterie C besitzen, weil die Stromharmonischen hoher Frequenzen hauptsächlich durch diese Kondensatorbatterie fließen und den Istwert der so regelbaren Spannung entsprechend beeinflussen.
- Würde man $F_F(s) \equiv F_L(s)$ wählen, d.h. der Regler würde auf Δi_Q überhaupt nicht reagieren, dann erhält man aus Gl. (5.1.5/13)

  $\Delta u_2 = -F_L(s) \cdot \Delta i_Q$.

  Da das Netz bekanntlich schwach gedämpft ist, kann Δi_Q damit das Netz zu Eigenschwingungen anregen. Wenn dies geschieht, sind $-\Delta u_{2F}$ und Δu_2 nicht mehr gleich und der Regler tritt wieder in Wirkung. Das gesamte System bleibt deshalb auf jeden Fall stabil, wenn das Filter $F_F(s)$ auch stabil ist. Die Schwankungen der Spannung können dabei jedoch so groß werden, daß das Lichtflimmern bemerkbar ist. Das Filter $F_F(s)$ soll deshalb so gewählt werden, daß die gesamte Übertragungsfunktion nach Gl. (5.1.5/13) noch genügend große Dämpfungswirkung besonders im Frequenzbereich um die Resonanzfrequenz des Netzes aufweist.

Auf Grund dieser Überlegungen wird ein Filter mit der Übertragungsfunktion

$$F_F(s) = \frac{R + X_L \cdot s}{X_L \cdot B_C \cdot s^2 + R \cdot B_C \cdot s + 1} \qquad (5.1.5/14)$$

gewählt. Dieses Filter hat eine ähnliche Übertragungseigenschaft wie das Netz nach Gl. (5.1.5/5). Allerdings muß R viel größer als R_L gewählt werden.
Setzt man die Gln. (5.1.5/5), (5.1.5/8) und (5.1.5/14) in die Gl. (5.1.5/13) ein und vernachlässigt dabei den Netzinnenwiderstand R_L und die Übertragungskonstante K_r des Reglers, dann erhält man

$$\frac{\Delta u_2}{-\Delta i_Q} = \frac{X_L \cdot s}{X_L \cdot B_C \cdot s^2 + V_r \cdot X_L \cdot s + 1} \cdot \frac{X_L \cdot B_C \cdot s^2 + (R \cdot B_C + V_r \cdot X_L) \cdot s + V_r \cdot R + 1}{X_L \cdot B_C \cdot s^2 + R \cdot B_C \cdot s + 1}$$

Wie man dieser Gleichung entnehmen kann, sind die Pole des ersten Terms der Übertragungsfunktion dominierend gegenüber den Polen des zweiten Terms, wenn $R \cdot B_C >> V_r \cdot X_L$, d.h. wenn

$$R >> V_r \cdot \frac{X_L}{B_C} \quad . \qquad (5.1.5/15)$$

Die Übertragungskonstante V_r bestimmt dann auch die Dämpfung des Systems gegenüber der Störung Δi_Q .

5.2 Untersuchungen am Analogrechner

Die Anordnung nach Bild 5.1.4/1 soll am Analogrechner in Hinsicht auf ihr dynamisches Verhalten untersucht werden. Hierbei werden zwei Fälle betrachtet. Im ersten Fall ist das Stellglied ideal, d.h. seine Soll- und Ist-ströme sind ohne Einschränkungen identisch, um zunächst die dynamische Leistungsfähigkeit der neuen Kompensationsstrategie sowie der vorgestellten Steuer- und Regelungsstruktur beurteilen

zu können. Im zweiten Fall wird als Stellglied ein Stromrichter mit neun Stromstufenwerten nachgebildet. Wegen der zu berücksichtigenden, realen Eigenschaften des Stromrichters ist zu erwarten, daß die Dynamik gegenüber dem ersten Fall begrenzt ist. Die Untersuchungen sollen diese Grenze ermitteln.

5.2.1 Analogrechnerprogrammierung

Das gesamte Netz wird durch folgendes Differentialgleichungssystem beschrieben:

$$\frac{di_{L\xi}}{dx} = \frac{1}{X_L} \cdot (u_{1\xi} - u_{2\xi}) - \frac{R_L}{X_L} \cdot i_{L\xi} \qquad (5.2.1/1)$$

$$\frac{du_{2\xi}}{dx} = \frac{1}{B_C} \cdot (i_{L\xi} - i_{Q\xi} - i_{V\xi}) \qquad (5.2.1/2)$$

mit $\xi = R,S,T$.

Es gelten außerdem die folgenden Beziehungen:

$$\begin{aligned} i_{LR} + i_{LS} + i_{LT} &= 0 \\ i_{QR} + i_{QS} + i_{QT} &= 0 \\ i_{VR} + i_{VS} + i_{VT} &= 0 \\ u_{2R} + u_{2S} + u_{2T} &= 0 \\ u_{1R} + u_{1S} + u_{1T} &= 0 \end{aligned} \qquad (5.2.1/3)$$

Dies bedeutet, daß es genügt, nur zwei Stränge nachzubilden.

Zur Anpassung an die Analogrechnergrößen werden die physikalischen Größen Strom und Spannung durch Maßstabfaktoren in Rechengrößen (gekennzeichnet durch ein hochgestelltes "$^+$") transformiert. Die Durchführung dieser Transformation ist

mit der Potentiometerberechnung dem Anhang A3 zu entnehmen.

Das zur Verfügung stehende, in analoger Technik aufgebaute Wirkleitwertmeßgerät ist für die Messung am 50 Hz-Netz konzipiert. Es ist deshalb zweckmäßig, die Simulation in Echtzeit mit der Netzfrequenz f_L=50 Hz durchzuführen. Die Ein- und Ausgangsgrößen des Meßgerätes sind Spannungen im Bereich zwischen +10V und -10V. Bei der Anwendung eines Analogrechners, der ebenfalls in diesem Spannungsbereich arbeitet, kann das Meßgerät direkt angeschlossen werden. Mit dem so gemessenen Wirkleitwert und seiner zeitlichen Ableitung werden die Strom- und Spannungssollwerte entsprechend den Gln.(5.1.3.2/3), (5.1.3.2/4), (5.1.3.3/1), (5.1.3.3/4) und (5.1.3.3/5) mit einer Rechenschaltung bestimmt (Anhang A4), wobei der Effektivwert der Spannung am Verbraucher $u^+_{2\xi}$ gleich dem der Quellenspannung $u^+_{1\xi}$ sein soll, d.h. $\rho = 1$.

Bild 5.2.1/1 zeigt den Koppelplan des Netzes und der Steuer- und Regelungsstruktur. Der Block G stellt das Wirkleitwertmeßgerät dar, dessen genaue Beschreibung in /26/ zu finden ist. Im Block NS wird der Stromrichter mit seiner Steuerung simuliert. Mit den Schaltern S1 und S2 kann die Simulation wahlweise mit idealem Stellglied oder mit Stromrichter durchgeführt werden. Die Blöcke R stellen die Regler dar, die hier zunächst die PI-Struktur besitzen. Die Reglerparameter werden im Laufe der Simulation noch optimiert und festgelegt. Die Größen Δu^+_{2RF} bzw. Δu^+_{2SF} zur Unterdrückung der unvermeidbaren Steuerfehler im Fall mit Stromrichter werden mit einem Koppelplan (Anhang A5) gebildet, der entsprechend der gewählten Übertragungsfunktion nach Gl. (5.1.5/14) einen ähnlichen Aufbau wie der Koppelplan des Netzes besitzt.
Wegen der geforderten Genauigkeit der Untersuchung müssen die Quellenspannungen $u^+_{1\xi}$ und die dazu orthogonalen Komponenten $v^+_{1\xi}$ mit Hilfe eines sehr genauen klirrfreien Oszillators nachgebildet werden (Anhang A6).
Die Netzdaten sowie die Daten der einzelnen Leistungskompo-

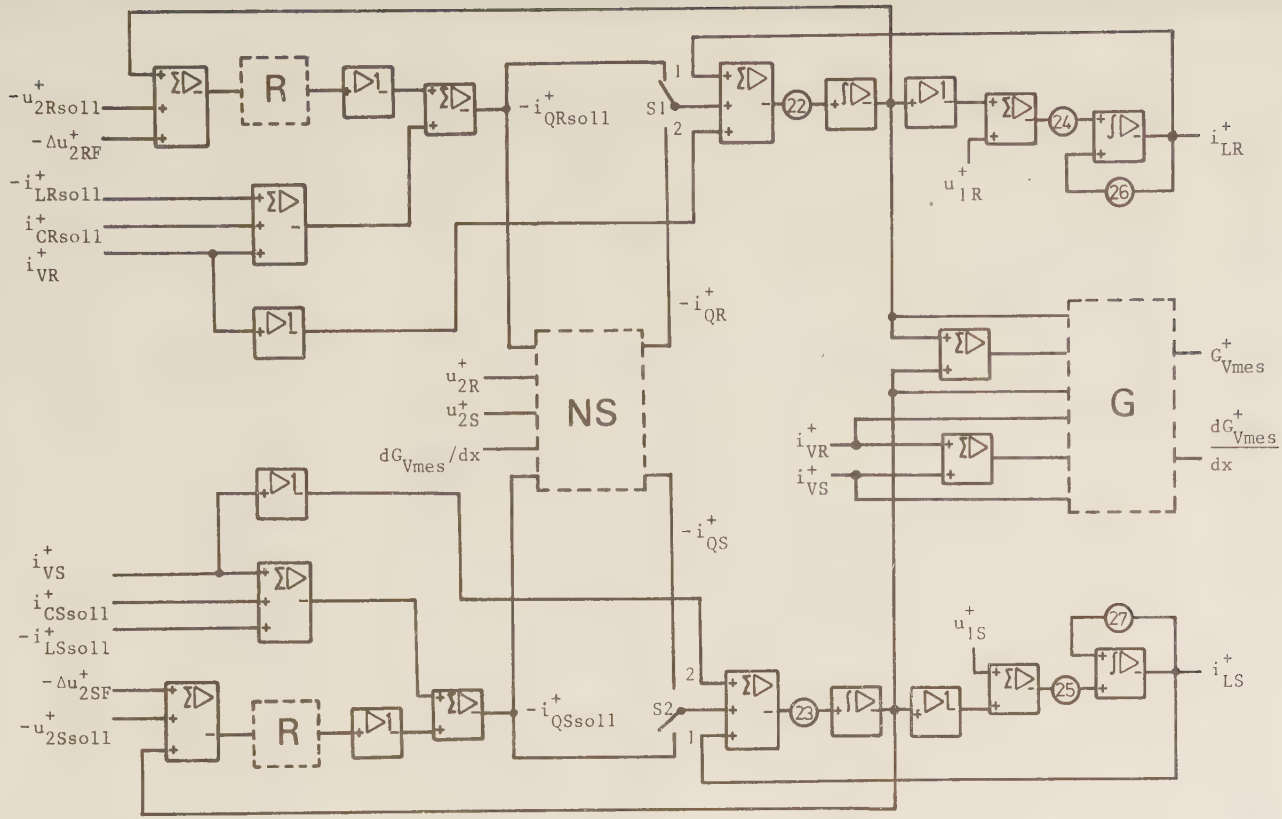


Bild 5.2.1/1 Koppelplan für das Netz, den Regler und den Stromrichter

nenten sind dem Anhang A7 zu entnehmen.
Die Potentiometerwerte werden im Anhang A7 aufgelistet.

5.2.2 Simulation eines Stromrichters mit neun Stufenwerten in den Strangströmen

Im Block NS im Bild 5.2.1/1 wird die Wirkungsweise der drei Elemente "Korrekturschaltung für die Sollströme", "Steuerschaltung" und "Stromrichter" zusammen simuliert.

Für den Stromrichter werden folgende Voraussetzungen gemacht:

a - Der Gleichstrom i_d ist wie bisher gut geglättet und konstant, d.h. der Gleichstromkreis des Stromrichters wird nicht nachgebildet, und die Verluste sind zu vernachlässigen.

b - Die Kommutierungen zwischen den Ventilen geschehen augenblicklich ohne Überlappung. Diese Voraussetzung ist zulässig, weil jeder reale Stromrichter mit endlichen Kommutierungszeiten bezüglich des Grundschwingungsanteils seiner Strangströme durch einen idealen äquivalenten Stromrichter ersetzt werden kann, wie auch im Kapitel 4 bereits gezeigt wurde. In bezug auf die Oberschwingungen stellt ein idealer Stromrichter an das System sogar härtere Anforderungen und ist damit für die Beurteilung der Dynamik des ganzen Systems besser geeignet.

Durch diese Voraussetzungen vereinfacht sich die Simulation wesentlich. Es werden drei einphasige Stromrichter mit je vier Teilstromrichtern nach Bild 2.1/1 zugrunde gelegt. Entsprechend den Gln. (2.2/3) erhält man für die drei Strangströme des simulierten Stromrichters

$$i^+_{Q\xi} = \left(\sum_{m=1}^{4} \ddot{u}_{\xi m} \right) \cdot i^+_d \qquad (5.2.2/1)$$

ξ = RS, ST, TR .

Da die Übersetzungsverhältnisse $\ddot{u}_{\xi m}$ (m = 1,2,3,4) durch die gewählte Steuerungsschaltung nach Bild 4.2.5/1 generiert werden, kann diese Schaltung auch eingesetzt werden, um den Stromrichter zu simulieren.

Im Bild 5.2.2/1 ist die Feinstruktur des Blockes NS dargestellt:
Die Leiterströme und Phasenspannungen müssen zunächst durch eine Stern-Dreieckumwandlung in Stranggrößen umgerechnet werden. Im Block Nu, der der Schaltung zur Erzeugung eines Nullstromes nach Bild 4.1.4/1 zuzüglich dreier Addierer entspricht, werden die Sollstrangströme für den Stromrichter - falls nötig - so korrigiert, daß keine Verletzung der Kommutierungsbedingung auftritt. Die endgültigen Sollströme und die Strangspannungen werden dann dem Block St zugeführt, der drei gleiche einphasige Steuerungsschaltungen nach Bild 4.2.5/1 enthält. Wegen der gemachten Voraussetzungen entfällt in jeder Schaltung der im Bild 4.2.5/1 eingerahmte Teil. Die Schwellenwertverläufe des gewählten Steuerverfahren (I, II oder III) werden in n_{St} = 1000 Stützstellen in EPROMs gespeichert, die dann im stationären Betrieb mit einer Abtastfrequenz von f_T = 100 kHz ausgelesen werden. Damit beträgt der maximale Diskretisierungsfehler für das Steuerverfahren II z.B.

$$\frac{\Delta S_T}{\hat{i}_{Qmax}} = 0{,}001 \quad .$$

Die Werte der Schwellenwertverläufe werden mit 12-Bit-Wörtern dargestellt, d.h. der Quantisierungsfehler beträgt

$$\frac{\Delta S_B}{S_{max}} \approx 0{,}00012 \quad .$$

Diese geringen Fehler können bei der Simulation vernachlässigt werden.

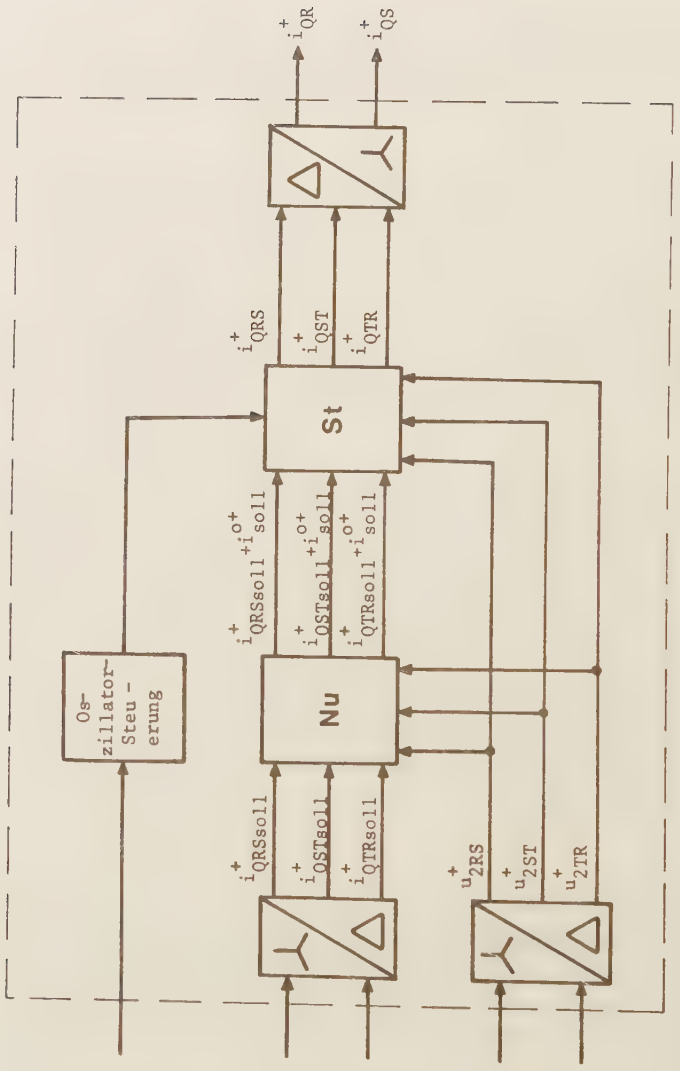


Bild 5.2.2/1 Feinstruktur des Blockes NS

Da sich im dynamischen Betrieb die Phasenlage der Spannung am Verbraucher gegenüber der Netzquellenspannung ändert, d.h. ihre Frequenz ändert sich um

$$\Delta f_L = \frac{d\varphi}{dx} \quad ,$$

muß die Abtastfrequenz auch um

$$\Delta f_T = \frac{f_T}{f_L} \cdot \Delta f_L$$

variieren, damit zwischen zwei Nulldurchgängen der Spannung $u^+_{2\xi}$ immer genau 1000 Stützstellen ausgelesen werden. Aus Gl. (5.1.3.1/1) erhält man

$$\Delta f_L = \frac{1}{\sqrt{1 - \eta^2}} \cdot \frac{dG_{Vmes}}{dx} \quad .$$

Aus diesem Grund wird der spannungsgesteuerte Oszillator VCO mit einem Signal gesteuert, das der obigen Gleichung entspricht.
Um direkt die Stromrichterströme nach Gl. (5.2.2/1) aus den Steuerungsschaltungen zu erhalten, wird an den Analogeingängen der Schalter 17 im Bild 4.2.5/1 anstatt des Wertes +1 der Wert i^+_d eingegeben. Man erhält dann nach den Summierern 21 die Stromrichterstrangströme, die anschließend einer Dreieck-Stern-Umwandlung unterzogen werden, bevor sie der gesamten Simulationsschaltung zugeführt werden.
Da die Schaltung zur Erzeugung eines Nullstromes und die Steuerungsschaltung bereits mit analogen und digitalen Mitteln aufgebaut /24/ sind, erübrigt sich damit die Simulation des Stromrichters auf dem Analogrechner.

5.2.3 Simulationsergebnisse bei der Anwendung eines idealen Stellgliedes

Um die Reaktionen des Systems bei verschiedenen Verbraucherstromsystemen zu untersuchen, wird zunächst kein spezieller Verbraucher nachgebildet, sondern stattdessen werden Ströme simuliert und als eingeprägte Größen der Simulationsschaltung zugeführt. Die Leistungsdaten entsprechen jedoch einem ausgeführten Lichtbogenofen (Anhang A1). Die Kondensatorbatterie wird entsprechend dem Abschnitt 4.1.3 zunächst mit der Scheinleistung $S_C = 1{,}5 \cdot S_{VK}$ gewählt.

Bei einem veränderbaren, reinen Verbraucherleitwert $G_V(x)$ ergeben sich die Verbraucherströme zu

$$i_{V\xi} = G_V(x) \cdot u_{2\xi} \qquad (5.2.3/1)$$

$\xi = R,S,T$,

wobei $G_V(x)$ eine Zeitfunktion ist.
Zweckmäßigerweise wird $G_V(x)$ zu

$$G_V(x) = G_{VN} \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \cos\left(\frac{f_M}{f_L} x \right) \right) \qquad (5.2.3/2)$$

mit

G_{VN} : Nennwirkleitwert des Lichtbogenofens, der seiner maximalen Leistung entspricht,

f_M : Modulationsfrequenz

gewählt, d.h. der Leitwert wird von Null bis zum Nennwert G_{VN} mit einer Frequenz $f_M < f_L = 50$ Hz moduliert. Da $i_{V\xi}$ eine eingeprägte Größe sein soll, wird anstatt Gl. (5.2.3/1)

$i_{V\xi} = G_V(x) \cdot u_{2\xi soll}$

genommen.

Die Bilder 5.2.3/1a, b und c zeigen jeweils die Verläufe des wirklichen Leitwertes $G_V(x)$, des gemessenen Wirkleitwertes G_{Vmes}, des Netzstromes i_{LR} und die Amplitude der positiven

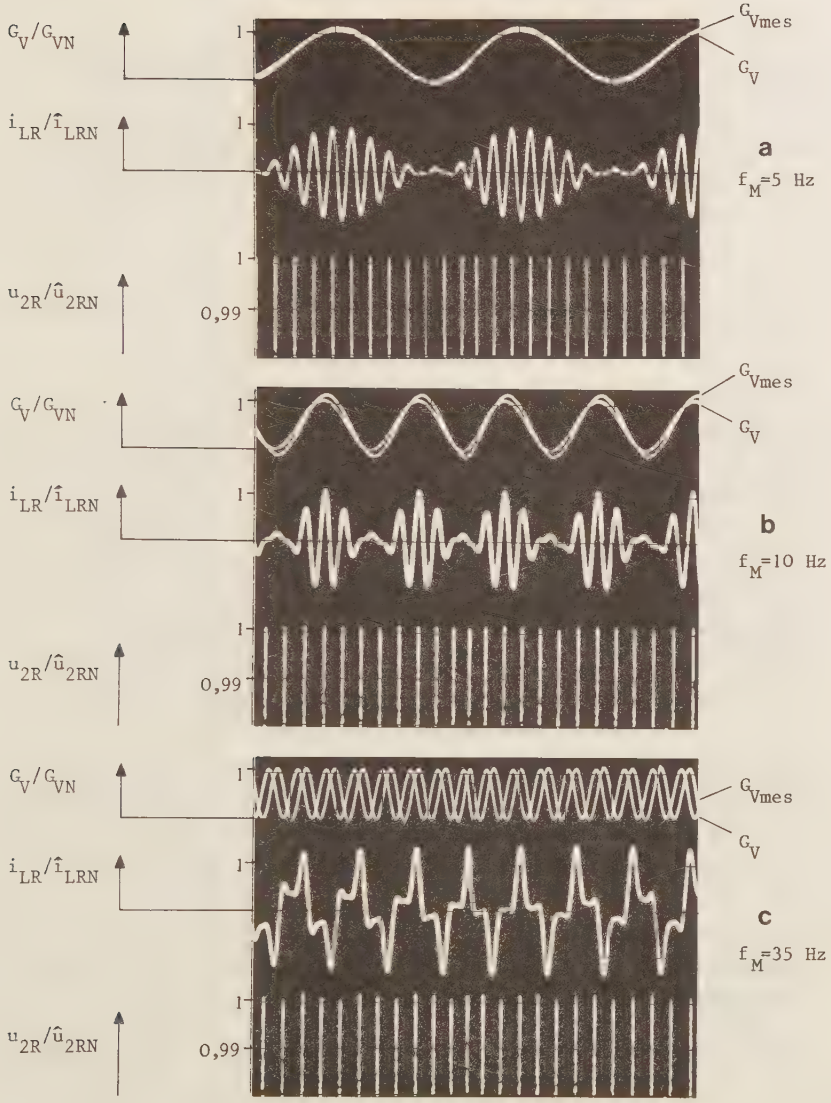


Bild 5.2.3/1 Verläufe der Größen G_V , G_{Vmes} , i_{LR} und der Amplitude der positiven Halbschwingungen der Spannung u_{2R} bei modulierten Verbraucherleitwerten. $\hat{i}_{LRN}$: dem stationären Wirkleitwert G_{VN} entsprechender Scheitelwert des Netzstromes

Netzspannungshalbschwingungen u_{2R} bei unterschiedlichen Frequenzen bei der Modulation des Leitwertes: f_M = 5 Hz, 10 Hz, 35 Hz. Bei konstantem Effektivwert der Spannungen u_{2Rsoll} bestimmt sich die zeitliche Verbraucherleistung zu

$$P_{Vx}(x) = \frac{3}{4} \cdot G_{VN} \cdot \hat{u}^2_{2Rsoll} \cdot (1 + \cos(\frac{f_M}{f_L} \cdot x)) \quad . \qquad (5.2.3/3)$$

Sie pulsiert also auch mit der Modulationsfrequenz f_M. Entsprechend der Ortskurve im Bild 5.1.2/1 ergeben sich von der Modulationsfrequenz abhängige Phasen- und Amplitudenabweichungen zwischen $G_V(x)$ und $G_{Vmes}(x)$, was durch die Bilder 5.2.3/1a - c bestätigt wird. Die zeitabhängige Differenz ($G_{Vmes} - G_V$) bewirkt einen periodischen Energieaustausch mit der Frequenz f_M zwischen Netz und der Kompensationseinrichtung. Da durch diese Leistungspendelung im Mittel keine Energie der Quelle entnommen wird, kann sie als Modulationsblindleistung aufgefaßt werden.

Wegen der multiplikativen Bildung der Sollwerte ist der Netzstrom i_{LR} auch amplitudenmoduliert und enthält damit außer der Netzfrequenz f_L auch die Frequenzen ($f_L + f_M$) und ($f_L - f_M$). Im Bild 5.2.3/1c hebt sich z.B. die Frequenz (50 Hz - 35 Hz) = 15 Hz im Strom deutlich hervor.
Die Schwankungen der Amplitude der Spannung u_{2R} liegen bei allen Fällen deutlich unter 0,2 %. Ihre Phasenlage gegenüber der Quellenspannung u_{1R}

$$\varphi = \arcsin(\eta) - \delta \qquad (5.2.3/4)$$

ist dagegen eine mit der Frequenz f_M modulierte Größe.

Beim reinen, modulierten Verbraucherblindstrommitsystem, z.B.

$$i_{V\xi} = H_q(x) \cdot u_{1\xi}(x - 90^\circ) \qquad (5.2.3/5)$$

$\xi = R,S,T$

mit

$$H_q(x) = B_C \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \cos\left(\frac{f_M}{f_L} \cdot x\right)\right) \qquad (5.2.3/6)$$

wird der Strom $i_{V\xi}$ von Null bis zum Scheitelwert des Stromes der Kondensatorbatterie moduliert. Die Augenblicksleistung des Verbrauchers ist in jedem Zeitpunkt immer gleich Null. Entsprechend muß G_{Vmes} auch Null sein.

Die Bilder 5.2.3/2a, b, c zeigen jeweils die Verläufe des Stromrichterstromes i_{QR} , des Netzstromes und die Amplitude der positiven Halbschwingungen der Netzspannung u_{2R} . Der Stromrichterstrom verläuft, wie erwartet, auch moduliert, so daß die Summe mit dem Verbraucherstrom immer etwa einen dem konstanten Kondensatorstrom entgegengesetzt gleichen Strom ergibt. Im Netz fließt deswegen nur ein sehr kleiner Strom, der hauptsächlich das System dämpft. Die Amplitude der Netzspannung bleibt in allen Fällen konstant.

Die Bilder 5.2.3/3a, b und c veranschaulichen die Ergebnisse, wenn die Verbraucherströme ein reines, moduliertes Stromgegensystem bilden, z.B.

$$\begin{aligned} i_{VR} &= H''(x) \cdot u_{1TS} \\ i_{VS} &= H''(x) \cdot u_{1SR} \\ i_{VT} &= H''(x) \cdot u_{1RT} \end{aligned} \qquad (5.2.3/7)$$

$$\text{mit} \quad H''(x) = B_V'' \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \cos\left(\frac{f_M}{f_L} x\right)\right) ,$$

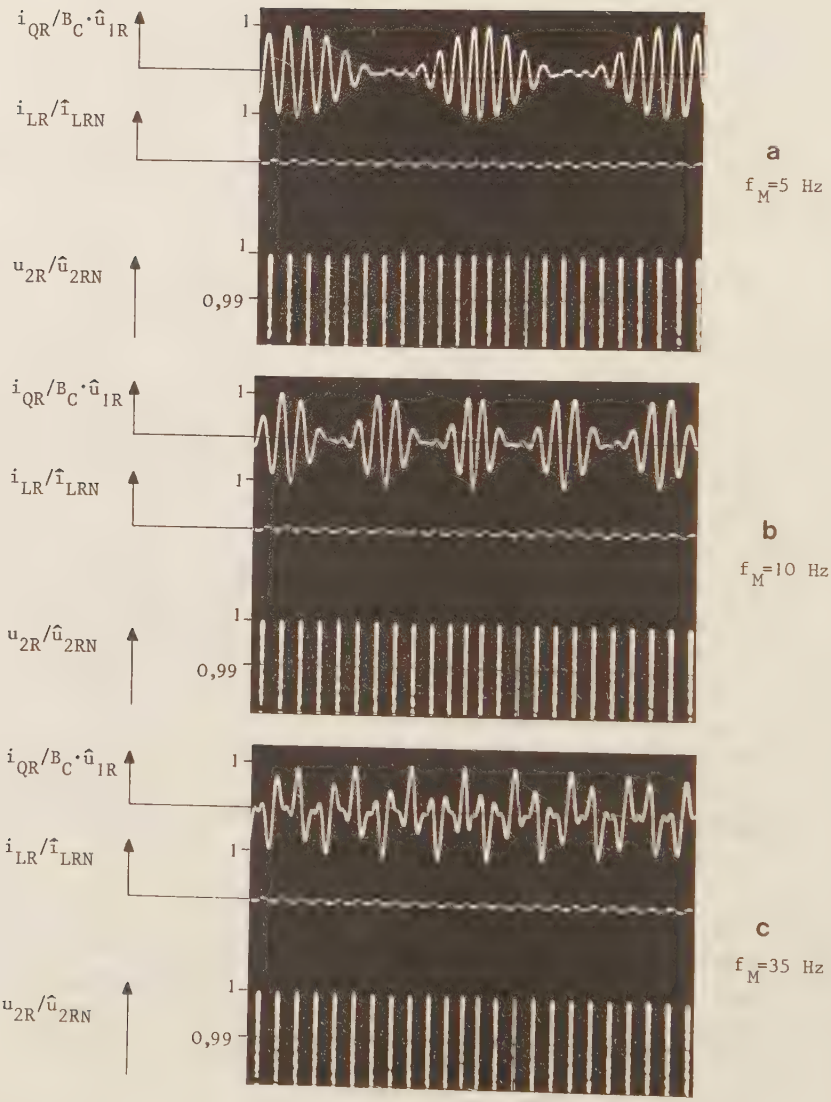


Bild 5.2.3/2 Verläufe der Größen i_{QR} , i_{LR} und der Amplitude der positiven Halbschwingungen der Netzspannung u_{2R} bei modulierten Verbraucher-Blindstrom-mitsystemen

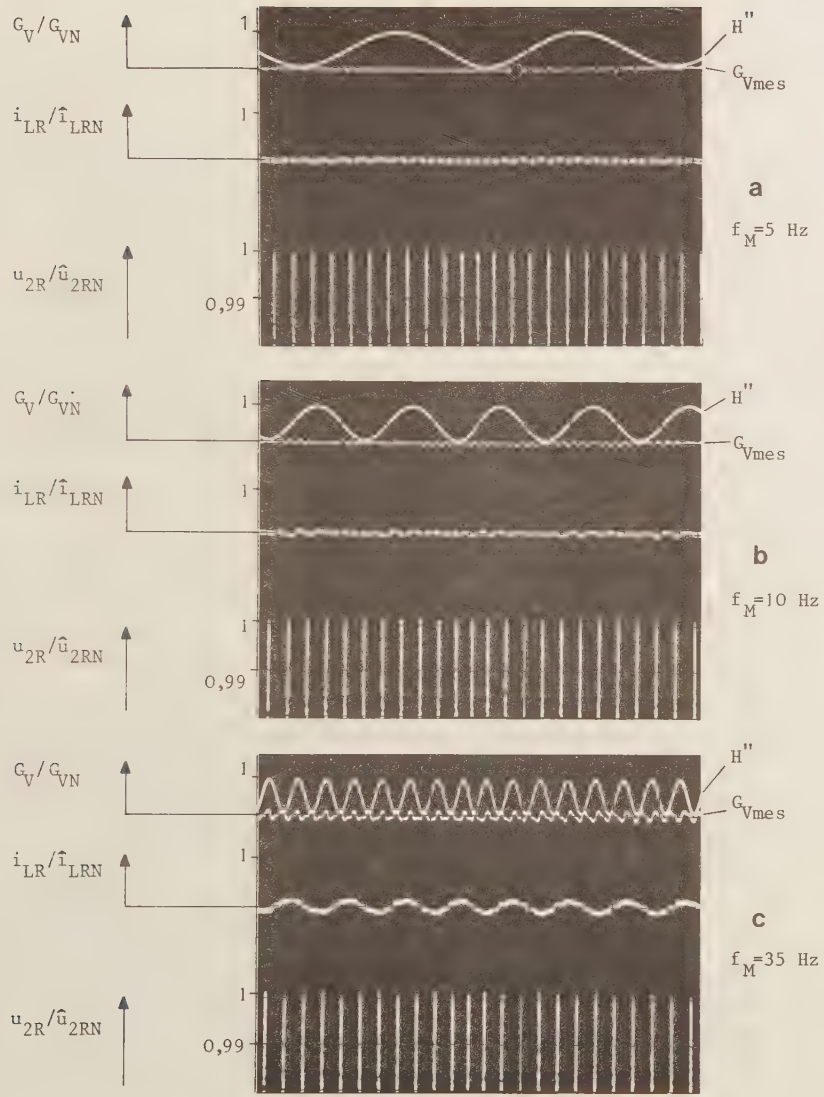


Bild 5.2.3/3 H'' , G_{Vmes} , i_{LR} und die Amplitude der positiven Halbschwingungen der Netzspannung u_{2R} bei modulierten Verbraucherstromgegensystemen

wobei $B''_V = \frac{1}{3} \cdot \frac{1}{X_V} \cdot \sin\frac{2 \cdot \pi}{3}$

sich aus dem Ofenbetriebszustand $\varphi_{VR}=0^\circ$ und $\varphi_{VS}=\varphi_{VT}=90^\circ$ errechnen läßt (d.h. Leerlauf des Stranges R und Kurzschluß der Stränge S und T). Die Verbraucheraugenblicksleistung ergibt sich dann zu ($\varphi_L=\pi/4$ in Gl. (4.1.1/1)!)

$$p_{Vx}(x) = \frac{\sqrt{3}}{4} \cdot B''_V \cdot \hat{u}^2_{1RS} \cdot (\cos 2x + \frac{1}{2} \cdot \cos(2x + \frac{f_M}{f_L} \cdot x) + \frac{1}{2} \cdot \cos(2x - \frac{f_M}{f_L} \cdot x)) \quad .$$

Sie enthält also Anteile mit den Frequenzen $2f_L$, $(2f_L + f_M)$ und $(2f_L - f_M)$. Der gemessene Wirkleitwert G_{Vmes} enthält damit die Frequenzen $(2f_L + f_M)$ und $(2f_L - f_M)$. Im Bild 5.2.3/3c läßt sich z.B. die Frequenz (100 Hz - 35 Hz) = 65 Hz in G_{Vmes} deutlich erkennen.
Die Sollwerte, die sich multiplikativ aus G_{Vmes} und den Netzspannungen ergeben, enthalten im allgemeinen die Frequenzen $(3f_L + f_M)$, $(3f_L - f_M)$, $(f_L + f_M)$ und $(f_L - f_M)$. In dem Netzstrom treten deswegen außer einem Dämpfungsanteil Anteile mit diesen Frequenzen auf. Während der Netzstrom bei der Modulation mit 5 Hz bzw. 10 Hz noch relativ klein bleibt, weist er bei 35 Hz einen deutlich erkennbaren 15 Hz Anteil auf. Dies läßt sich dadurch erklären, daß mit wachsender Modulationsfrequenz die Frequenz $(2f_L - f_M)$ kleiner wird und der dazugehörige Leistungsanteil entsprechend der Ortskurve 5.1.2/1 mit größerer Amplitude in G_{Vmes} übertragen wird. In den Sollwerten sind deshalb die Anteile mit den Frequenzen $(3f_L - f_M)$, $(f_L - f_M)$ dominierend. Wegen der danach folgenden integralen Übertragung überwiegt jedoch im Netzstrom der Anteil mit der Frequenz $(f_L - f_M)$.
Die Schwankungen der Spannungsamplituden liegen auch hier wiederum unter 0,2% .

Da jedes unsymmetrische Verbraucherstromsystem bekanntlich in symmetrische Mit- und Gegensysteme zerlegt werden kann, läßt sich aus den obigen Ergebnissen der Schluß ziehen, daß beliebige unsymmetrische, modulierte Lasten vollständig von der Kompensationsanlage symmetriert und kompensiert werden können.

Dies wird durch die Bilder 5.2.3/4a-d bestätigt, wobei die Verbraucherströme beispielsweise eine zweiphasige Belastung darstellen (Bild 5.2.3/4a) :

$$i_{VR} = G_V(x) \cdot (u_{2Rsoll} - u_{2Ssoll})$$

$$i_{VS} = - i_{VR} \qquad (5.2.3/8)$$

$$i_{VT} = 0 \quad .$$

Die Modulationsfrequenz von $G_V(x)$ beträgt jeweils wieder 5 Hz, 10 Hz und 35 Hz .

Die obigen Ergebnisse wurden mit der Reglereinstellung $V_r = 0{,}01/\Omega$ und $K_r = 0{,}038/\Omega s$, d.h. $d \approx 0{,}29$ bei $C = 35{,}62\ \mu F$, erhalten. Die Dämpfung der Eigenschwingungen des Netzes ist bei allen Modulationsfrequenzen $f_M < f_L$ zufriedenstellend.

Die Ergebnisse zeigen, daß die neue Kompensationsstrategie und die vorgestellte Steuer- und Regelungsstruktur die höchsten Anforderungen an eine Kompensationseinrichtung erfüllen können, wenn ein ideales Stellglied zur Verfügung steht. Praktisch gibt es keine Grenze im Hinblick auf die Dynamik.

Bei Vernachlässigung der dynamischen Änderungen des Wirkleitwertes dG_{Vmes}/dx in den Sollwerten kann die Amplitude der Spannung bei mit hoher Frequenz modulierten Wirkströmen dagegen nicht mehr konstant gehalten werden (Bild 5.1.1/1). Die Spannungsschwankungen können dann zwar durch starke Erhöhung der Übertragungskonstante V_r des Reglers reduziert werden, die hohe Übertragungskonstante steht aber wiederum in Konflikt mit dem Kriterium für den Einsatz eines realen Stromrichters.

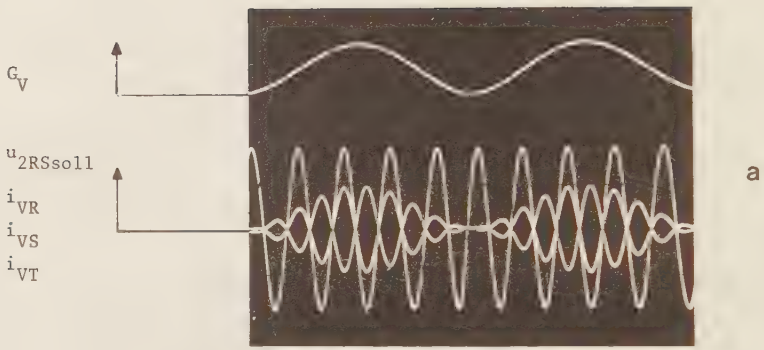


Bild 5.2.3/4a Beispiel eines Verbrauchers mit unsymmetrischen, modulierten Strömen nach Gl. (5.2.3/8)

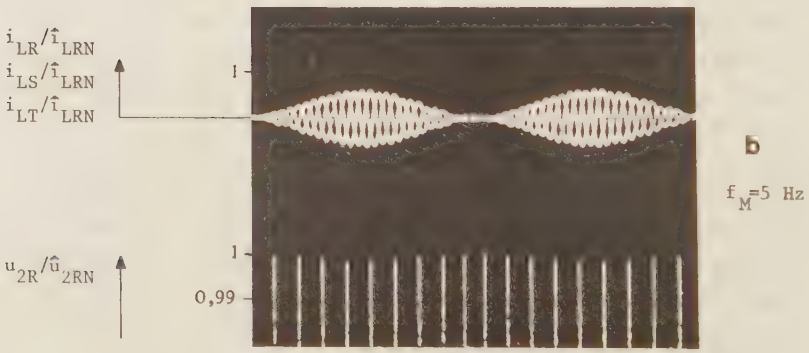


Bild 5.2.3/4b Netzströme i_{LR} , i_{LS} , i_{LT} und der Verlauf der Amplitude der positiven Halbschwingung der Netzspannung u_{2R} bei den Verbraucherströmen entsprechend Bild 5.2.3/4a

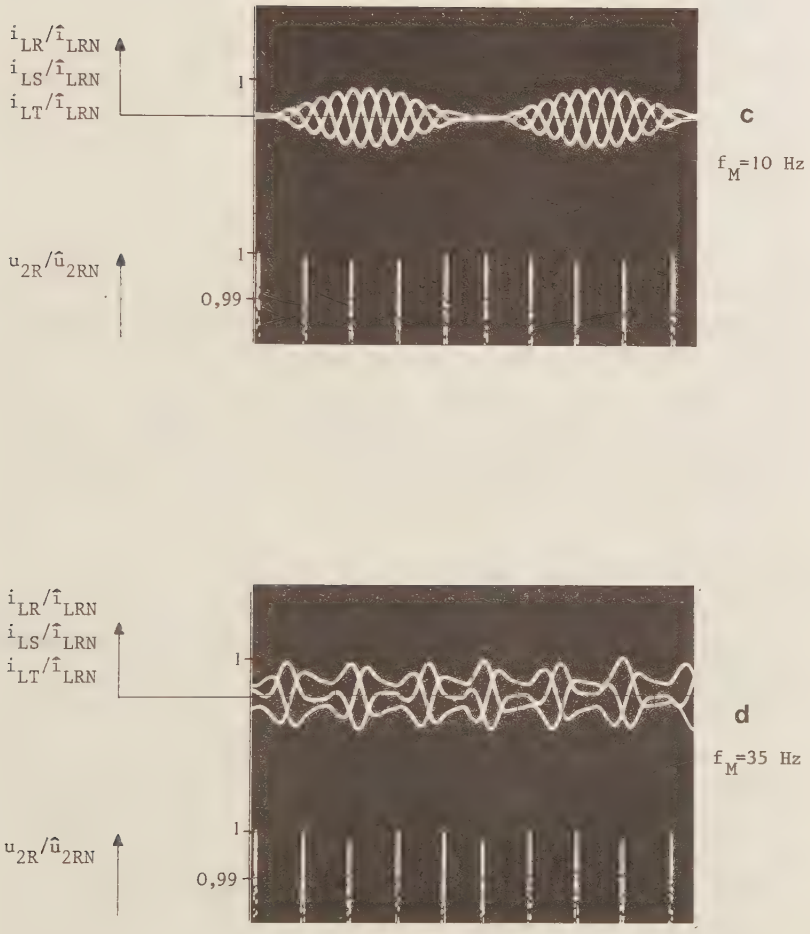


Bild 5.2.3/4 Netzströme i_{LR} , i_{LS} , i_{LT} und der Verlauf der Amplitude der positiven Halbschwingungen der Netzspannung u_{2R} bei den Verbraucherströmen entsprechend Bild 5.2.3/4a

5.2.4 Simulationsergebnisse bei der Anwendung eines Stromrichters mit neun Stromstufenwerten als Stellglied

Mit der gewählten Kondensatorbatterie C wird der Stromrichter zunächst entsprechend der Gl. (2.1/6) so dimensioniert, daß

$$\hat{i}_{CRS1} = \vartheta_C \cdot (M + \frac{1}{2}) \cdot i_d \quad ; \quad \vartheta_C \leq 1 \quad , \qquad (5.2.4/1)$$

wobei $\hat{i}_{CRS1} = \frac{1}{3} \cdot B_C \cdot \hat{u}_{1RS}$ der Scheitelwert der Stromgrundschwingung des in Dreieckschaltung umgerechneten Kondensators ist. Wegen einer einzuhaltenden Steuerungsreserve wird ϑ_C normalerweise kleiner als 1 gewählt. Hier wird $\vartheta_C = 4/4{,}5$ gewählt, d.h. $\hat{i}_{CRS1} = \hat{i}_{Qmax}$ mit $\hat{i}_{Qmax} = 4 \cdot i_d$.

Mit dieser Dimensionierung ist die Scheinleistung des Stromrichters ungefähr gleich der Scheinleistung der Kondensatorbatterie, d.h.

$S_Q \approx S_C = 1{,}5 \cdot S_{Vk}$.

Dieser Wert ist zwar kleiner als die im Abschnitt 4.1.3 ermittelte Stromrichterbauleistung, die Dimensionierung ist aber zweckmäßig, weil bei der Simulation die einzelnen Verbraucherstromkomponenten (Wirk-, Blind- und Gegensystem) getrennt betrachtet werden.

Teilt man nun einen Stromrichterstrom (z.B. i_{QR}) in einen Grundschwingungsanteil i_{QR1} und einen Oberschwingungsanteil Δi_{QR} auf, dann kann man für den stationären Betrieb abschätzen, daß der Anteil Δi_{QR} allein bei $\vartheta_C = 4/4{,}5$ relative Schwankung des Spitzenwertes der Verbraucherspannung u_{2R} bis zu

$E_u = 0{,}075$

verursachen kann (Anhang A8).

Die durch diesen Oberschwingungsstrom bedingte Abweichung des Spannungseffektivwertes beträgt dabei aber höchstens

$E_U = 0{,}001$.

Auf Grund dieser Feststellung ist es nicht sinnvoll, bei der Simulation die Schwankungen der Spannungspitzenwerte zu betrachten, um dann quantitative Aussagen über die Bemerkbarkeit des Lichtflimmerns zu machen, wie es im letzten Abschnitt möglich war.
Da die durch die Oberschwingungen hervorgerufenen Schwankungen des Effektivwertes weit unter der Bemerkbarkeitsgrenze des Lichtflimmerns (0,3 % bei 10 Hz) liegen, wird das Lichtflimmern praktisch allein durch die Schwankungen des Grundschwingungsanteils der Spannung bestimmt.
Als Grundschwingungsanteil der Spannung u_{2R} wird näherungsweise die Summe $(u_{2R} + \Delta u_{2RF})$ angenommen, wobei Δu_{2RF} die Ausgangsgröße des Filters $F_F(s)$ nach Gl. (5.1.5/14) ist.

Die Summe $(u_{2R} + \Delta u_{2RF})$ enthält bei dem gewählten Filter keine Oberschwingungen hoher Frequenzen. Von den Amplituden-Schwankungen dieser Größe kann man deshalb mit guter Näherung auf die Schwankungen des Effektivwertes der Spannung u_{2R} schließen.

Zur parallelen Überprüfung bzw. Überwachung der Genauigkeit dieser Betrachtungsweise wird das Analogrechner-Signal u^+_{2R} bei der Simulation mit einem Leistungsoperationsverstärker und einem Transformator auf 220 V - Spannung transformiert, die dann eine 60 W - Glühlampe einspeist.

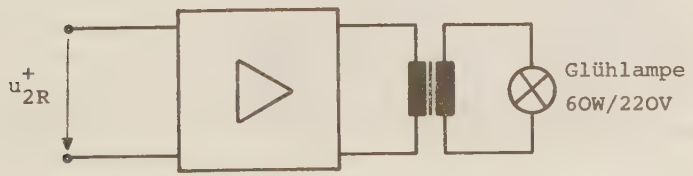


Bild 5.2.4/1 Versuchsaufbau zur Betrachtung des Lichtflimmerns

Im Bild 5.2.4/2 sind die Verläufe der Ströme und Spannungen bei einem mit 10 Hz modulierten Verbraucher-Wirkstrommitsystem nach Gl. (5.2.3/1) und (5.2.3/2) oszillographiert. In dem Strangiststrom i_{QRS} des Stromrichters sind die neun Stufenwerte deutlich zu erkennen. Der Leiterstrom i_{QR} des Stromrichters, der aus zwei Strangströmen gebildet ist, weist dagegen eine höhere Anzahl von Stufenwerten auf. Der Kondensatorstrom i_{CR}, dessen Amplitude im Mittel konstant ist, läßt erkennen, daß die Oberschwingungsströme des Stromrichters hauptsächlich über die Kondensatorbatterie fließen. Der Netzstrom i_{LR} ist dadurch frei von Oberschwingungen und hat praktisch den gleichen Verlauf (mit anderem Amplituden- und Zeitmaßstab) wie im Fall mit idealem Stellglied (Bild 5.2.3/1b). Die Amplitudenschwankungen der Spannung $(u_{2R} + \Delta u_{2RF})$ liegt in der Größenordnung von 0,3 % der Grundschwingungsamplitude $\hat{u}_{2R}$. An der Glühlampe ist entsprechend auch keine Lichtschwankung zu bemerken.

Bild 5.2.4/3 zeigt die Verläufe der Ströme und Spannungen, wenn ein reines Verbraucher-Blindstrommitsystem entsprechend der Gln. (5.2.3/5) und (5.2.3/6) mit 10 Hz moduliert wird. In diesem Fall liegt bereits eine Grenze vor. Die Blindströme dürfen nämlich nicht bis zum größten Wert $\hat{i}_{CR1} = B_C \cdot \hat{u}_{1R}$ moduliert werden, sondern nur so weit, daß die Stromrichtersollströme einen bestimmten Mindestwert nicht unterschreiten, andernfalls würde die Amplitude der Spannung unzulässig stark schwanken. Dies läßt sich dadurch erklären, daß der Stromrichter ständig einen vom Regler bestimmten Dämpfungsstrom liefern muß, der allerdings relativ klein ist, wenn die Netzspannungsamplitude entsprechend gut stabilisiert ist. Würden die Verbraucherblindströme so groß sein, daß sie allein die Ströme der Kondensatorbatterie kompensieren würden, d.h. $\hat{i}_{VR} = -\hat{i}_{CR1}$, dann bestünden die Sollströme für den Stromrichter nur aus Dämpfungsströmen. Die kleinen Sollwerte, deren Frequenz im Mittel etwa gleich der Eigenfrequenz des Gesamtsystems ist,

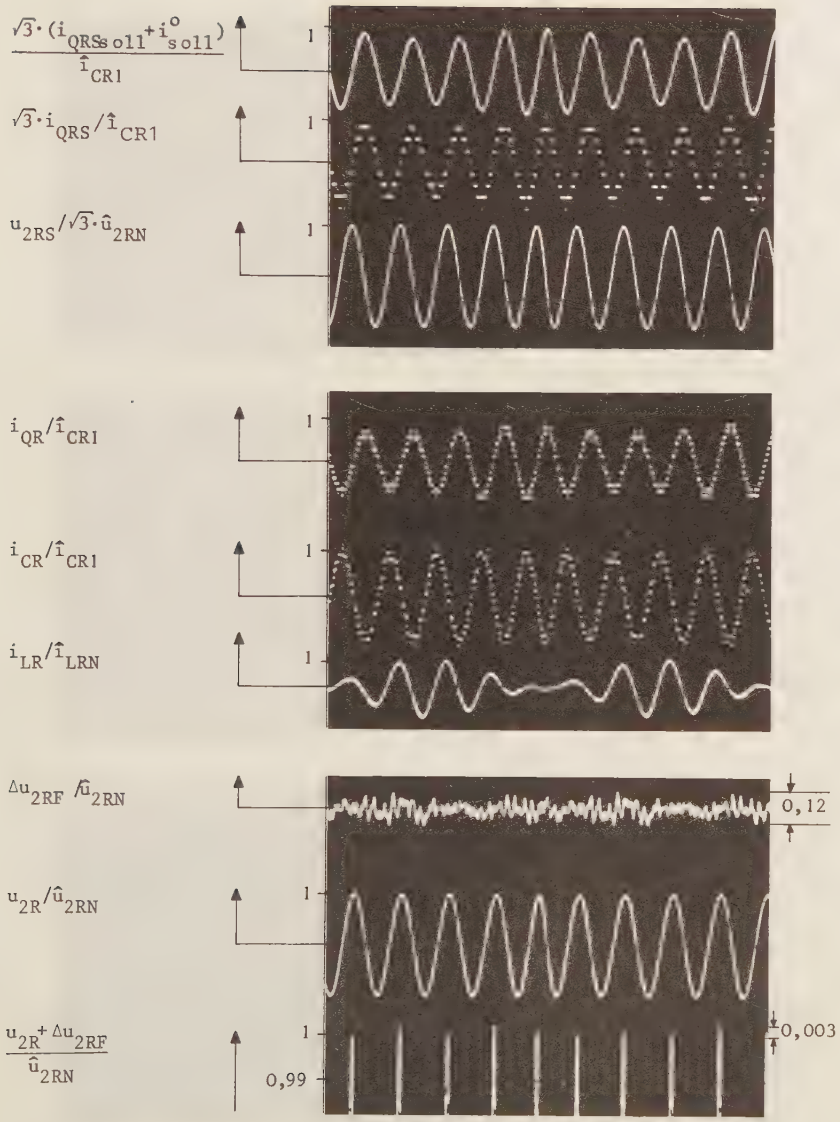


Bild 5.2.4/2 Verläufe der Strom- und Spannungsgrößen bei einem mit 10 Hz modulierten Verbraucher-Wirkstrommitsystem. $\hat{i}_{CR1} = \sqrt{3}\cdot\hat{i}_{CRS1}$

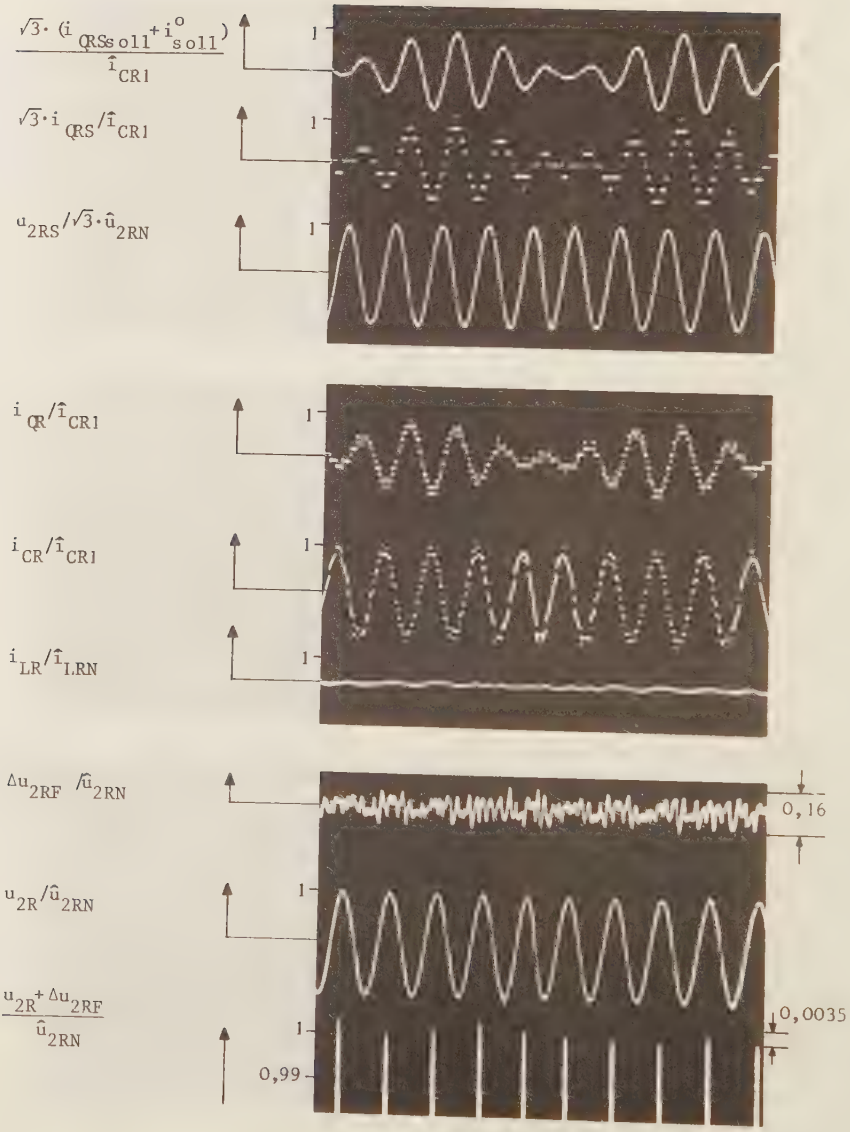


Bild 5.2.4/3 Verläufe der Strom- und Spannungsgrößen bei einem mit 10 Hz modulierten Verbraucher-Blindstrommitsystem

würden dann den Schwellenwertverlauf S_1, bei dem kleine Werte (z.B. beim Steuerverfahren II oder III) nur um die Nulldurchgänge der Strangspannung existieren, nur selten schneiden können. Dies bedeutet, daß der Stromrichter nicht ständig die gewünschten Dämpfungsströme liefert. Die Folge ist, daß das Netz nicht mehr ständig gedämpft wird und die Netzspannung unzulässig schwingt. Auf diese Schwingung reagiert der Regler zwar sofort mit entsprechenden neuen Dämpfungssollwerten, denen die Stromrichterströme aber im allgemeinen nur mit Totzeiten und Fehlern folgen können. Im stationären Betrieb schwankt dann die Spannungsamplitude dadurch unzulässig stark und unregelmäßig. Im modulierten Betrieb beginnen diese Schwankungen, wenn die Stromrichtersollströme einen Mindestwert unterschreiten. Die Schwankung wird wieder unterdrückt, sobald die Sollströme erneut größere Werte annehmen. Um diesen Effekt bei dem untersuchten System zu vermeiden, wird das Verbraucherblindstromsystem nur von Null bis zu $0{,}85 \cdot \hat{i}_{CR1}$ moduliert. Für $f_M = 10$ Hz bleiben die Schwankungen der Amplitude von $(u_{2R} + \Delta u_{2RF})$ dann unter $0{,}004 \cdot \hat{u}_{2R}$.

Im Bild 5.2.4/4 ist das Ergebnis bei einem reinen, mit 10 Hz modulierten Verbraucherstromgegensystem nach Gl. 5.2.3/7 gezeigt. Die Schwankung der Amplitude von $(u_{2R} + \Delta u_{2RF})$ beträgt hier $0{,}0035 \cdot \hat{u}_{2R}$.

Im Bild 5.2.4/5 sind die aus den Meßwerten approximierten Kurvenverläufe der Amplitudenschwankungen von $(u_{2R} + \Delta u_{2RF})$ in Abhängigkeit von der Modulationsfrequenz für die drei verschiedenen Verbraucherstromsysteme (Kurve a = Wirkstrommitsystem; Kurve b = Blindstrommitsystem; Kurve c = Stromgegensystem) aufgetragen. Zum Vergleich ist die Bemerkbarkeitsgrenze bei sinusförmiger Spannungsmodulation im Lichtstrom der 60 W/220 V-Glühlampe /3/ mit eingezeichnet (Kurve d).

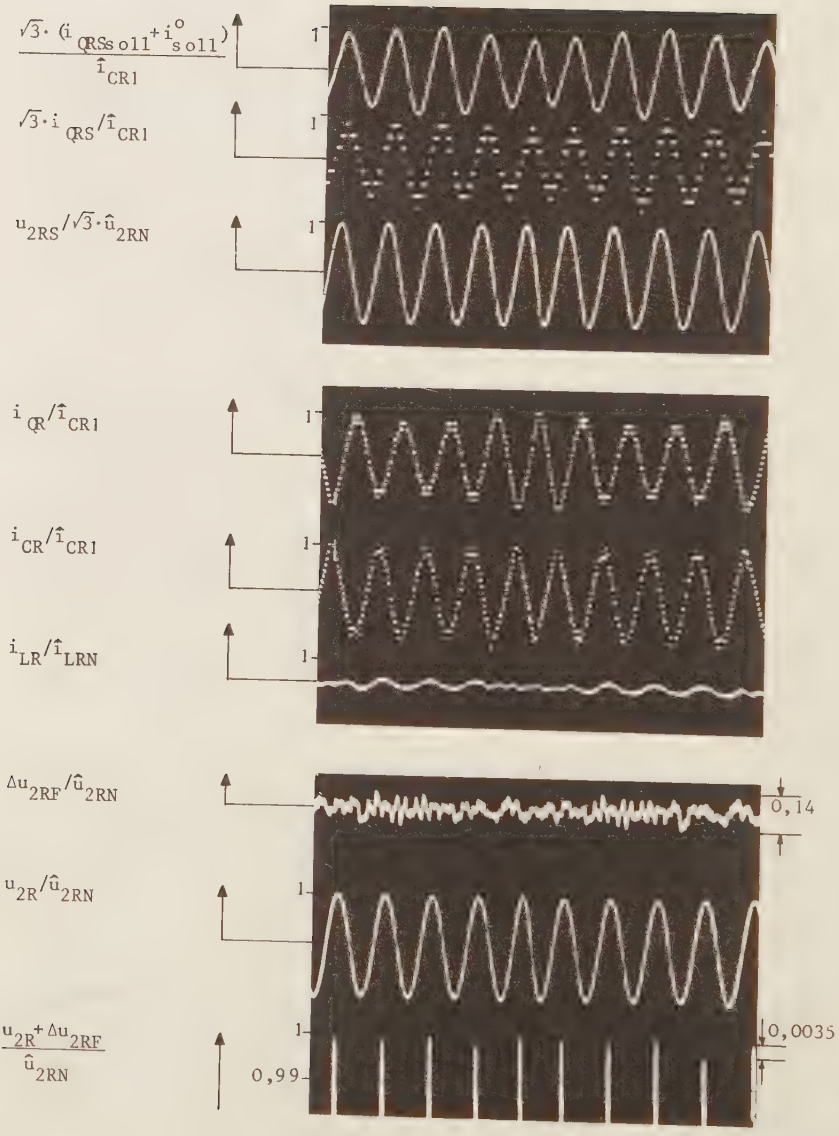


Bild 5.2.4/4 Verläufe der Strom- und Spannungsgrößen bei einem mit 10 Hz modulierten Verbraucherstromgegensystem

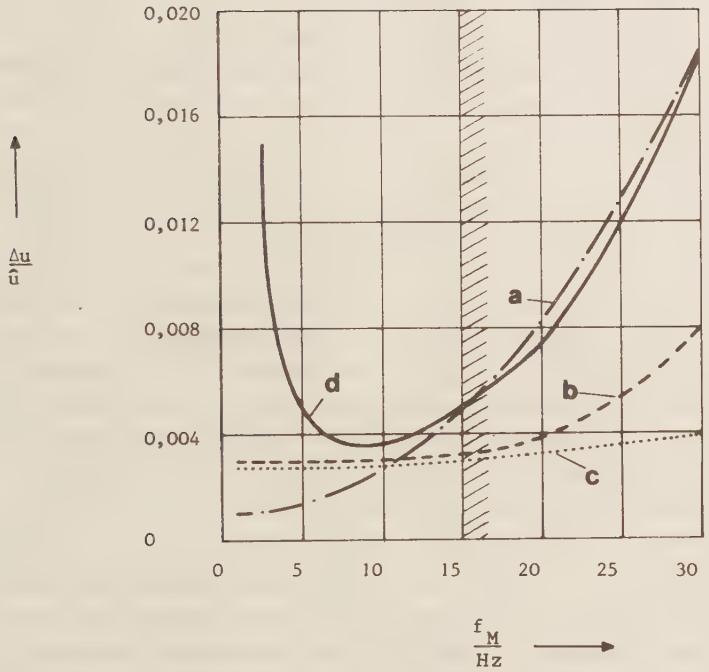


Bild 5.2.4/5 Amplitudenschwankung der Spannung ($u_{2R}+\Delta u_{2RF}$) bei modulierten Verbraucherströmen.
$S_C = 1{,}5 \cdot S_{Vk}$. Kurven bei Verbraucherstrom-
a: Wirkmitsystem , b: Blindmitsystem ,
c: Gegensystem ; d: Kurve aus /3/ (s. Text)

Wie man dem Bild entnehmen kann, soll bei den modulierten Verbraucherstrom-Blind und Gegensystemen das Lichtflimmern nicht bemerkbar sein. In Wirklichkeit sind Schwankungen im Lichtstrom der Glühlampe bereits ab der Modulationsfrequenz 20 Hz zu empfinden. Dies läßt sich darauf zurückführen, daß die Schwankungen des Effektivwertes des Oberschwingungsanteils mit steigender Modulationsfrequenz größer werden und dann auch einen nicht zu vernachlässigenden Einfluß auf den Licht-

strom haben. Beim Wirkmitsystem ist das Lichtflimmern dagegen entsprechend dem Bild bereits ab der Modulationsfrequenz 15Hz bemerkbar.
In der Praxis wird aus Gründen der Wirtschaftlichkeit immer ein Kompromiß zwischen der Größe der Kondensatorbatterie und den Kompensationszielen getroffen. Unter Verzicht auf die Kompensation "aller denkbaren Betriebszuständen" eines Lichtbogenofens wird hierbei normalerweise eine Kondensatorbatterie gewählt, deren Scheinleistung wesentlich kleiner als $1{,}5 \cdot S_{Vk}$ ist. Mit einer Kondensatorleistung, die etwa der maximalen Wirkleistung P_{Vmax} des Ofens entspricht, wurden die gleichen Untersuchungen wie oben durchgeführt. Hierbei wurde das Verbraucherstrom-Wirkmitsystem bzw. - Gegensystem genauso groß gewählt, während die maximale Amplitude des Stromblindsystems zweckmäßigerweise der neuen Kondensatorgröße entsprechend verringert wurde.
Aus diesen Untersuchungen werden folgende Feststellungen gemacht:

- Beim Stromblindmitsystem verhält sich das System wegen der Anpassung an die Kondensatorgröße ungefähr wie beim großen Kondensator, wobei die Stromamplitude wiederum nur bis $0{,}85 \cdot \hat{i}_{CR1}$ moduliert wird. Die Modulationsfrequenz, ab der das Lichtflimmern an der Glühlampe deutlich bemerkbar wird, beträgt auch hier etwa 20 Hz.

- Beim Stromwirkmitsystem sind die Schwankungen der Spannung $(u_{2R} + \Delta u_{2RF})$ bereits ab f_M = 10 Hz größer als an der Bemerkbarkeitsgrenze. Diese Verschlechterung gegenüber dem Fall mit dem großen Kondensator ist zu erwarten, weil wegen des kleineren Sollwertanteils $(-i_{Csoll})$ die Voraussetzung eines annähernd sinusförmigen Verlaufs des Sollstromes so stark verletzt wird, daß sich die unvermeidbaren Steuerungsfehler bemerkbar auswirken.

- Beim Stromgegensystem liegt das gleiche Verhalten vor. Die Sollstromverläufe weichen sogar stärker von der Sinusform ab, weil die Zeitbereiche, in denen die Kommutierungsbedingung verletzt wird, im Vergleich zum Fall mit dem großen

Kondensator größer sind und die Sollströme entsprechend öfter mit einem Nullanteil korrigiert werden. Das Lichtflimmern ist hier bereits ab der Modulationsfrequenz 10 Hz deutlich bemerkbar.

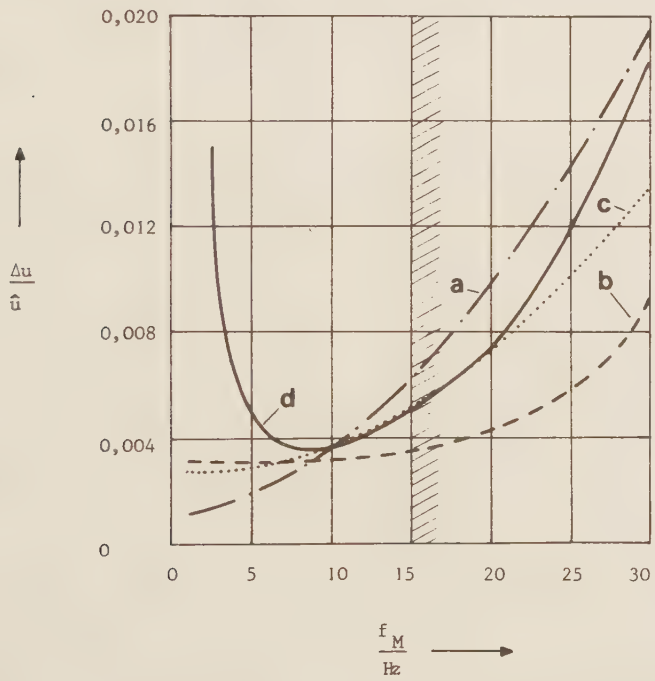


Bild 5.2.4/6 Amplitudenschwankungen der Spannung ($u_{2R}+\Delta u_{2RF}$) bei modulierten Verbraucherströmen.
$S_C \approx P_{Vk}$.
Kurven bei Verbraucherstrom-
a: Wirkmitsystem , b: Blindmitsystem ,
c: Gegensystem ; d: Kurve aus /3/ (s.Text)

Im bild 5.2.4/6 sind wie im Bild 5.2.4/5 die auf Grund der Messung approximierten Kurvenverläufe der Amplitudenschwan-

kungen von $(u_{2R} + \Delta u_{2RF})$ aufgetragen.
Wegen großer und deshalb nicht zu vernachlässigender Schwankungen des Effektivwertes der Oberschwingungsanteile bei hohen Modulationsfrequenzen soll die Beurteilung des Lichtflimmerns auf Grund der Betrachtung der Amplitudenschwankungen von $(u_{2R} + \Delta u_{2RF})$ bei ca. 15 Hz begrenzt werden.

6. ZUSAMMENFASSUNG

Zur Kompensation schnell veränderlicher Blindströme von großen Verbrauchern wurde ein netzgeführter Stromrichter vorgeschlagen, dessen stufenförmig steuerbarer Strom unter Einhaltung der betriebsnotwendigen Randbedingungen einem Sollwert nahezu verzögerungsfrei folgen kann. Auf Grund dieser günstigen Dynamikeigenschaft kann der Stromrichter im Gegensatz zu den bisher angewendeten Schaltungen mit Netzkommutierung theoretisch die höchsten Anforderungen der Kompensationsaufgabe erfüllen.

Um zunächst die betriebsnotwendigen Randbedingungen erfüllen zu können, muß - wie die Untersuchungen ergeben haben - die zum Stromrichter parallel geschaltete notwendige Kondensatorbatterie eine vom Verbrauchertyp abhängige Mindestgröße haben, die sich nicht von der bei den bisher angewendeten Kompensationsverfahren unterscheidet. Bei der dreiphasigen Stromrichterschaltung wurde außerdem eine Methode zur Erzeugung eines Stromnullsystems angegeben, das die notwendigen Stromrichtersollströme so korrigiert, daß sie die wegen der Netzführung einzuhaltende Kommutierungsbedingung ständig erfüllen.

Da die stufenförmig verlaufenden Stromrichterströme, deren Steuerung durch Vergleich von stetig veränderlichen Sollwerten mit vorgegebenen Schwellenwerten geschieht, in der Praxis nur wenige diskrete Werte annehmen können, treten unvermeidbar Abweichungen zwischen den stetig verlaufenden Sollwerten und den Istwerten auf. In bezug auf die Kompensationsaufgabe, die vor allem die Konstanthaltung des Spannungseffektivwertes beinhaltet, sind Abweichungen zwischen den zur Spannung orthogonalen Grundschwingungsanteilen der Führungsgrößen einerseits und den von ihnen gesteuerten Stromrichterströmen andererseits erheblich störender als z.B. Augenblicksfehler. Bei dem als ersten untersuchten Steuerverfahren mit konstanten Schwellenwerten ergeben sich zwar die kleinstmöglichen Augenblicksfehler, die Blindstromgrundschwingungsfehler

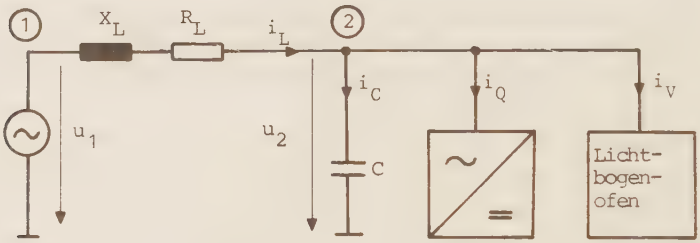
werden aber selbst bei Vernachlässigung von Schonzeitbedingungen und Kommutierungsdauer untragbar groß. Ausgehend von dieser Fehleruntersuchung sind verbesserte Steuerverfahren angegeben, wobei die Schwellenwerte innerhalb einer Netzspannungsperiode so geändert werden müssen, daß der Grundschwingungsfehler im Idealfall verschwindet.
Bei der anschließenden Berücksichtigung von Schonzeitbedingungen und Überlappungsdauern realer Stromrichter ergeben sich neue, untragbar große Grundschwingungsfehler. Auch hier konnten einige Verfahren entwickelt werden, wie die untersuchten Steuerverfahren abzuwandeln und zu ergänzen sind, damit die Grundschwingunsfehler auch bei Berücksichtigung von Schonzeitbedingungen und Überlappungsvorgängen verschwindend klein werden. Zum Abschluß der Systemanalyse unter stationären Bedingungen werden Lösungen angegeben, wie die bei einer realen Anlage immer auftretenden Verluste gedeckt werden können, ohne die gewünschte Steuerbarkeit der Blindströme merklich einzuschränken.

Um zu überprüfen, wie groß im dynamischen Betrieb die zusätzlich auftretenden Abweichungen vom gewünschten idealen Verhalten sind, wurde eine Analog-Rechner-Simulation eines dreiphasigen Netz-Verbraucher-Kompensator-Systems mit Hilfe einer auf Grund der theoretischen Untersuchungen entwickelten Meß-, Steuer- und Regelungsanordnung durchgeführt. Dabei ergab sich, daß die bisher zur Spannungskonstanthaltung angewandte Kompensation der stromabhängigen Netzspannungsänderungen selbst bei Annahme eines idealen Kompensators keine befriedigenden Resultate ergibt. Erst durch Berücksichtigung des zeitlichen Gradienten des Verbraucherwirkleitwertes als zusätzliche Einflußgröße ist es gelungen, die Konstanthaltung auch bei stark und schnell veränderlichen Lasten wesentlich zu verbessern. Die in der Arbeit entwickelte Spannungsregelung dämpft außerdem die Eigenschwingungen im Netz, die durch die Kondensatorbatterie und die Netzimpedanz bestimmt werden. Beim Übergang von der Nachbildung eines idealen

Stellgliedes zum Simulationsmodell eines Stromrichters mit nur neun diskreten Netzstromwerten und bei Berücksichtigung der realen Schonzeit und der Kommutierungsbedingungen konnte der Effektivwert der Spannung unabhängig von mit bis zu 15 Hz und 85% modulierten Verbraucherströmen (Wirk-, Blind- und Gegensysteme) bis zur Bemerkbarkeitsgrenze von Lichtflimmern konstant gehalten werden.

7. ANHANG

A1 Netzdaten und Daten der Leistungskomponenten



Netz:

U_1 = 132 kV (Dreieckspannung) , $U_{2N} = U_1$

X_L = 38,054 Ω (L_L = 121,12 mH)

R_L = 2,775 Ω

f_L = 50 Hz

Lichtbogenofen:

S_{VN} = 66 MVA : Nennscheinleistung

$\cos\varphi_{VN}$ = 0,8 : Nennleistungsfaktor

S_{Vk} = 130,65 MVA : Kurzschlußleistung

P_{Vmax} = 55 MW : maximale Wirkleistung

Kondensatorbatterie:

$S_C = 1{,}5 \cdot S_{Vk}$

C = 35,8 µF

$B_C = 1{,}124 \cdot 10^{-3}$ S

A2 Abhängigkeit des Phasenwinkels der Spannung u_2 vom Wirkleitwert G_{Wirk} bei idealer Kompensation - Berechnung der Komponente u_{2*} und v_2

$\underline{U}_1 = \underline{U}_{2soll} + \underline{U}_{Lsoll}$

$\underline{U}_{2soll} = r \cdot \underline{U}_1 \cdot e^{-j\cdot}$

$$\underline{U}_{Lsoll} = \underline{Z}_L \cdot \underline{I}_{Lsoll}$$

$$\underline{Z}_L = R_L + j \cdot X_L = j \cdot Z_L \cdot e^{-j\delta}$$

$$\tan\delta = \frac{R_L}{X_L} \quad ; \quad Z_L = \sqrt{R_L^2 + X_L^2} \quad .$$

Aus dem Ersatzschaltbild Bild 5.1.3.1/1 erhält man

$$\underline{U}_{2soll} = \frac{1}{G_{Wirk} + jB} \cdot \underline{I}_{Lsoll}$$

Daraus

$$G_{Wirk} = \frac{1}{Z_L} \cdot \left(\frac{1}{\rho} \cdot \sin(\varphi + \delta) - \sin\delta \right)$$

$$B = \frac{1}{Z_L} \cdot \left(- \frac{1}{\rho} \cdot \cos(\varphi + \delta) + \sin\delta \right)$$

oder

$$\varphi = \arcsin\eta - \delta = \arccos(\sqrt{1-\eta^2}) - \delta$$

$$\sin\varphi = \eta \cdot \cos\delta - \sqrt{1-\eta^2} \cdot \sin\delta \qquad \text{(A2/1)}$$

$$\cos\varphi = \eta \cdot \sin\delta + \sqrt{1-\eta^2} \cdot \cos\delta \qquad \text{(A2/2)}$$

mit der Abkürzung $\eta = \rho \cdot (Z_L \cdot G_{Wirk} + \sin\delta)$.

Mit dem Ansatz $u_{2soll} = u_1 - u_{2*} - v_2$ erhält man

$$u_{2*} = u_1 \cdot (1 - \rho \cdot \cos\varphi)$$

$$v_2 = - v_1 \cdot \rho \cdot \sin\varphi \quad .$$

Mit den Gln.(A2/1) und (A2/2) berechnen sich diese Komponenten schließlich zu

$$u_{2*} = u_1 \cdot \rho \cdot \left(\frac{1}{\rho} - \eta \cdot \sin\delta - \sqrt{1-\eta^2} \cdot \cos\delta \right) \qquad \text{(A2/3)}$$

$$v_2 = v_1 \cdot \rho \cdot (-\eta \cdot \cos\delta + \sqrt{1-\eta^2} \cdot \sin\delta) \quad . \qquad \text{(A2/4)}$$

A3 Transformation der physikalischen Größen auf Analogrechnergrößen

Da die Simulation in Echtzeit durchgeführt wird, ist nur notwendig die Strom- und Spannungsgrößen zu transformieren.
Es gilt

$$i = m_i \cdot i^+ \qquad \text{mit} \quad m_i = \hat{i}_{max}/1RE \tag{A3/1}$$

$$u = m_u \cdot u^+ \qquad \text{mit} \quad m_u = \hat{u}_{max}/1RE \quad , \tag{A3/2}$$

wobei $\hat{i}_{max}$ und $\hat{u}_{max}$ die größten überhaupt auftretenden Größen des Originalsystems sind, und 1RE der Spannungswert am Analogrechner ist, der einer Recheneinheit (RE) zugeordnet ist.
Damit erhält man das Differentialgleichungssystem für das Netz in transformierter Form

$$i^+_{L\xi} = \frac{m_u}{m_i} \cdot \frac{1}{X_L} \cdot \int (u^+_{1\xi} - u^+_{2\xi}) \cdot dx - \frac{R_L}{X_L} \cdot \int i^+_{L\xi} \cdot dx \tag{A3/3}$$

$$u^+_{2\xi} = \frac{m_i}{m_u} \cdot \frac{1}{B_C} \cdot \int (i^+_{L\xi} - i^+_{Q\xi} - i^+_{V\xi}) \cdot dx \tag{A3/4}$$

$\xi = R,S,T$.

Bei direktem Anschluß des Wirkleitwertmeßgerätes an Analogrechner gibt das Meßgerät automatisch den Meßwert in transformierter Form G^+_{Vmes} . Zwischen diesem Wert und dem physikalischen besteht der Zusammenhang

$$G_{Vmes} = \frac{m_i}{m_u} \cdot G^+_{Vmes} \quad .$$

Damit lassen sich die Komponenten nach Gln. (A2/3) und (A2/4) in transformierter Form darstellen

$$u^+_{2*\xi} = u^+_{1\xi} \cdot \rho \cdot \left(\frac{1}{\rho} - \eta \cdot \sin\delta - \sqrt{1 - \eta^2} \cdot \cos\delta \right) \tag{A3/5}$$

$$v^+_{2\xi} = v^+_1 \cdot \rho \cdot (-\eta \cdot \cos\delta + \sqrt{1 - \eta^2} \cdot \sin\delta) \tag{A3/6}$$

$$\text{mit} \quad \eta = \rho \cdot \left(Z_L \cdot \frac{m_i}{m_u} \cdot G^+_{Vmes} + \sin\delta \right) \quad . \tag{A3/7}$$

Für die berechneten Netz- und Kondensatorströme erhält man entsprechend :

$$i^{+}_{L\xi soll} = \frac{m_u}{m_i} \cdot \frac{1}{X_L} \cdot \int (u^{+}_{2*\xi} + v^{+}_{2\xi}) \cdot dx - \frac{R_L}{X_L} \cdot \int i^{+}_{L\xi soll} \cdot dx \qquad (A3/8)$$

$$i^{+}_{C\xi soll} = \frac{m_u}{m_i} \cdot u^{+}_{1\xi} \cdot \rho \cdot B_C \cdot (\rho \cdot \frac{d\eta}{dx} \cdot \sin\delta - \rho \cdot \frac{\eta}{\sqrt{1-\eta^2}} \cdot \frac{d\eta}{dx} \cdot \cos\delta + \eta \cdot \cos\delta - \sqrt{1-\eta^2} \cdot \sin\delta)$$

$$+ \frac{m_u}{m_i} \cdot v^{+}_{1\xi} \cdot \rho \cdot B_C \cdot (\rho \cdot \frac{d\eta}{dx} \cdot \cos\delta + \rho \cdot \frac{\eta}{\sqrt{1-\eta^2}} \cdot \frac{d\eta}{dx} \cdot \sin\delta - \eta \cdot \sin\delta - \sqrt{1-\eta^2} \cdot \cos\delta) \qquad (A3/9)$$

$$\text{mit} \quad \frac{d\eta}{dx} = \rho \cdot Z_L \cdot \frac{m_i}{m_u} \cdot \frac{dG^{+}_{Vmes}}{dx}$$

Außerdem besteht zwischen den Konstanten des physikalischen PI-Reglers und denen des simulierten der Zusammenhang

$$V_r = \frac{m_i}{m_u} \cdot V^{+}_r \quad ; \quad K_r = \frac{m_i}{m_u} \cdot K^{+}_r \qquad (A3/10)$$

A4 Koppelplan zur Berechnung der Sollgrößen

Bild A4/1 stellt den Koppelplan zur Berechnung der Strom- und Spannungssollwerte nach den Gln. (A3/5) bis (A3/9) dar. Der Term $1/\sqrt{1-\eta^2}$ in der Gl. (A3/9) wird dabei zweckmäßigerweise durch den Wert Eins angenähert, was für normalerweise kleine Werte von η zulässig ist.
Die Potentiometerwerte sind dem Anhang A7 zu entnehmen.

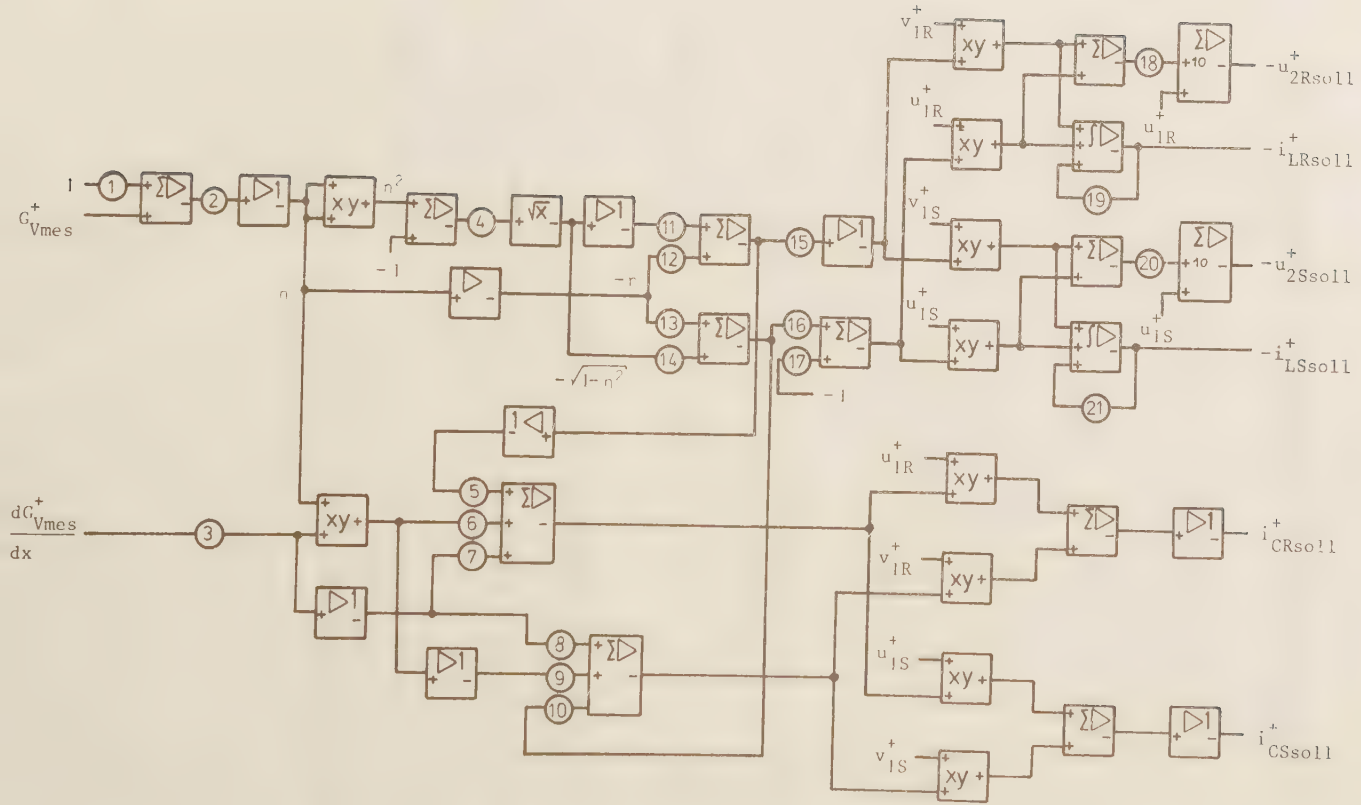
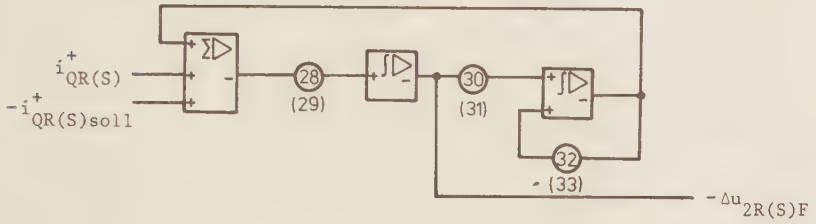


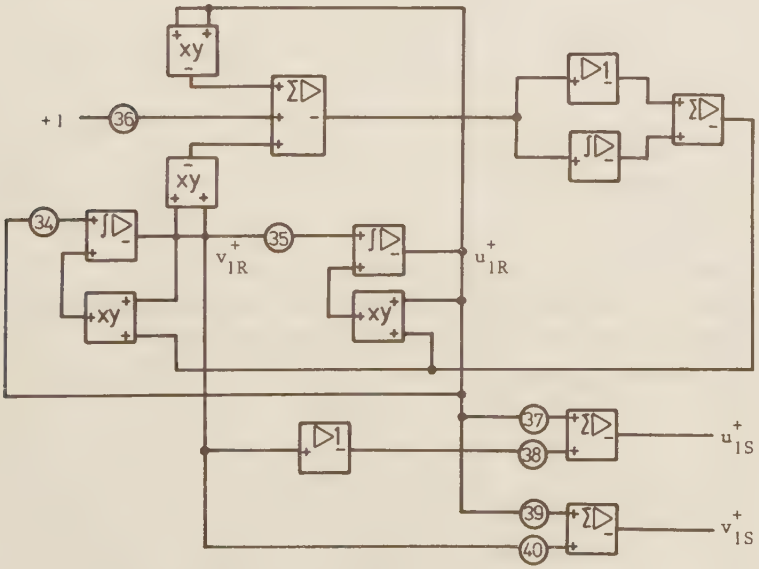
Bild A4/1 Rechenschaltung für die Sollwerte der Stränge R und S bei $\rho = 1$

A5 koppelplan zur Nachbildung der Filterübertragungsfunktion $F_R(s)$



Potentiometerwerte im Anhang A7.

A6 Klirrfreier Oszillator zur Nachbildung der Quellen - spannungen



Potentiometerwerte im Anhang A7.

A7 Potentiometerberechnung und Potentiometerliste

Eine Differentialgleichung

$$i = \frac{1}{L} \cdot \int u \cdot dt$$

geht nach der Transformation in

$$i^+ = \frac{m_u}{m_i} \cdot \frac{1}{L} \cdot \int u^+ \cdot dt \qquad \text{(A7/1)}$$

über.
Für den entsprechenden Rechenverstärker des Analogsrechners gilt die Maschinengleichung

$$i^+ = \zeta \cdot \mu \cdot \int u^+ \cdot dt \ , \qquad \text{(A7/2)}$$

wobei mit ζ der Potentiometerwert und mit μ der Integrationsfaktor bezeichnet ist.
Durch Vergleich der beiden Gleichungen (A7/1) und (A7/2) erhält man

$$\zeta \cdot \mu = \frac{m_u}{m_i} \cdot \frac{1}{L} \quad .$$

Es wird gewählt
m_u = 216 kV/1RE

m_i = 2500 A/1RE

μ = 1000 für alle Integrierer.
Für die bezeichneten Potentiometer in den Koppelplänen sind die Werte in der Tabelle A7/1 zusammen aufgelistet.

Tabelle A7/1 Potentiometerwerte

Pot.Nr.	Wert	Bemerkung
1	0,1646	$\frac{m_i}{m_u} \cdot \frac{1}{X_L} \cdot \sin\delta$
2	0,4416	$\frac{m_i}{m_u} \cdot Z_L$
3	0,4291	$Z_L \cdot B_C$
4	0,2500	Faktor
5;10	0,9717	$\frac{m_u}{m_i} \cdot B_C$
6;8;12	0,9974	$\cos\delta$
7;9;13	0,0727	$\sin\delta$
11	0,1454	$2 \cdot \sin\delta$
14	0,1995	$2 \cdot \cos\delta / 10$
15;16;17;24;25;30;31	0,7133	$\frac{m_u}{m_i} \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot f_L}{X_L} \cdot \frac{1}{1000}$
18;20	0,1402	$\frac{m_i}{m_u} \cdot \frac{X_L}{2 \cdot \pi \cdot f_L} \cdot 100$
19;21;26;27	0,0229	$\frac{R_L}{X_L} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot \frac{1}{1000}$
32;33	0,2290	$R = 10 \cdot R_L$
22;23;28;29	0,3233	$\frac{m_i}{m_u} \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot f_L}{B_C} \cdot \frac{1}{1000}$
36	0,2500	$\hat{u}_{1R}^{+2}$, $\hat{u}_{1S}^{+2}$
34;35	0,3142	$2 \cdot \pi \cdot f_L / 1000$
37;40	0,5000	$\cos(2 \cdot \pi / 3)$
38;39	0,8660	$\sin(2 \cdot \pi / 3)$

A8 Abschätzung der unvermeidbaren Fehler von Augenblickswerten und Effektivwerten der Spannung u_2

Der stufenförmige Iststrom (z.B. i_{QRS}) des Stomrichters läßt sich im allgemeinen in einen Grundschwingungsanteil und einen Oberschwingungsanteil Δi_{QRS} aufteilen. Während der Grundschwingungsanteil hauptsächlich an der Kompensation beteiligt ist, fließt Δi_{QRS} zum größten Teil durch die parallel geschaltete Kondensatorbatterie und verursacht Verzerrungen in der Netzspannung. Um die Wirkung dieses Oberschwingungsstromes $\Delta i_{CRS} = -\Delta i_{QRS}$ auf den momentanen Wert der Spannung und deren Effektivwert abzuschätzen, wird er zweckmäßigerweise durch eine sägezahnförmige Stromschwingung mit der Periodendauer T_L/n angenähert (Bild A8/1). Ihre maximale Amplitude Δi_{CRS} hängt von dem gewählten Steuerverfahren ab und soll z.B. für das Steuerverfahren mit konstanten Schwellenwerten den halben Wert von i_d haben.

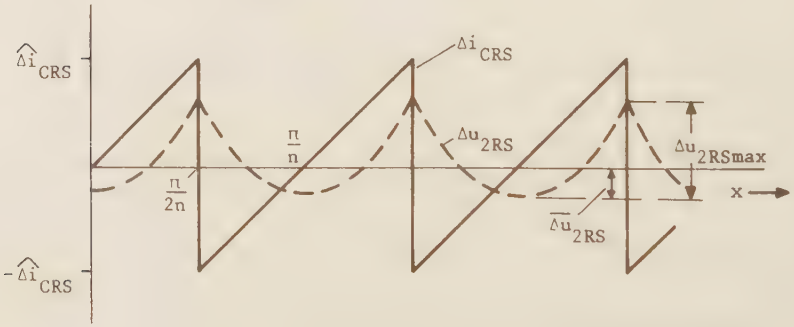


Bild A8/1 Kondensator-Strom und Spannung (Näherung)

Allgemein soll gelten

$$\hat{\Delta i}_{CRS} = \lambda . i_d \quad . \qquad \text{(A8/1)}$$

Die Schwankungshöhe Δu_{2RSmax} der Strangspannung u_{2RS}

läßt sich dann aus

$$\Delta u_{2RSmax} = \frac{1}{B_C} \cdot \int_0^{\pi/n} (\widehat{\Delta i}_{CRS} \cdot \frac{n}{\pi} \cdot x) \cdot dx$$

$$\Delta u_{2RSmax} = \frac{2 \cdot \lambda}{\theta_C \cdot (2 \cdot M + 1)} \cdot \frac{n}{\pi} \cdot \hat{u}_{1RS} \cdot \int_0^{\pi/n} x \cdot dx$$

berechnen. Daraus ergibt sich

$$E_u = \frac{\Delta u_{2RSmax}}{\hat{u}_{1RS}} = \frac{\lambda}{\theta_C \cdot (2 \cdot M + 1)} \cdot \frac{\pi}{n} \qquad \text{(A8/2)}$$

die relative Schwankungshöhe der Spannung u_{2RS} .
Für die Sternspannungen (z.B. u_{2R}) ist die relative Schwankung ($\Delta u_{2Rmax}/\hat{u}_{1R}$) um den Faktor $2/\sqrt{3}$ größer.
Der Effektivwert der Spannung Δu_{2RS} läßt sich aus

$$\Delta U_{2RS}^2 = \frac{n}{\pi} \cdot \int_0^{\pi/n} (\frac{1}{B_C} \cdot \widehat{\Delta i}_{CRS} \cdot \frac{n}{\pi} \cdot \frac{1}{2} \cdot x^2 - \overline{\Delta u}_{2RS})^2 \cdot dx$$

mit

$$\overline{\Delta u}_{2RS} = \frac{1}{B_C} \cdot \frac{n}{\pi} \cdot \int_0^{\pi/n} (\widehat{\Delta i}_{CRS} \cdot \frac{n}{\pi} \cdot \frac{1}{2} \cdot x^2) \cdot dx$$

berechnen.
Daraus ergibt sich

$$\Delta U_{2RS}^2 = \frac{4}{45} \cdot (\frac{\pi}{n} \cdot \frac{\lambda}{\theta_C \cdot (2 \cdot M + 1)} \cdot \hat{u}_{1RS})^2 \quad . \qquad \text{(A8/3)}$$

Mit dem gesamten Effektivwert der Spannung u_{2RS}

$$U_{2RS}^2 = U_{1RS}^2 + \Delta U_{2RS}^2$$

und der Definition für die relative Änderung des Effektiv-

wertes

$$E_U = \frac{U_{2RS} - U_{1RS}}{U_{1RS}}$$

erhält man schließlich

$$E_U = \sqrt{1 + \frac{8}{45} \cdot \left(\frac{\pi}{n} \cdot \frac{\lambda}{\vartheta_C \cdot (2 \cdot M + 1)} \right)^2} - 1 \quad . \qquad \text{(A8/4)}$$

Für die Sternspannungen (z.B. u_{2R}) ist in der Gl. (A8/3) noch ein Faktor 3 zu berücksichtigen.
In der Tabelle A8/1 sind die Werte E_u und E_U für einige Ordnungszahlen aufgetragen, wobei $\lambda = 0{,}5$ und $\vartheta_C = 4/4{,}5$ gewählt werden.

λ=0,5 ϑ_C=4/4,5	u_{2R}		u_{2RS}	
n	E_u	E_U	E_u	E_U
3	0,0755	$11{,}42.10^{-4}$	0,0654	$3{,}80.10^{-4}$
7	0,0323	$2{,}09.10^{-4}$	0,0280	$0{,}69.10^{-4}$
11	0,0205	$0{,}85.10^{-4}$	0,0178	$0{,}28.10^{-4}$
15	0,0150	$0{,}46.10^{-4}$	0,0130	$0{,}15.10^{-4}$
17	0,0133	$0{,}35.10^{-4}$	0,0115	$0{,}12.10^{-4}$

Tabelle A8/1

8. LITERATUR

/1/ Van den Boom, H.W.; Pröll, E.
Synchronphasenschieber zur Kompensation schneller Blindlastschwankungen.
ETZ-A 87(1966)14, S.527...532 .

/2/ Rashbass, C.
The Visibility of Transient Changes of Luminance.
J. Physiol. (1970)210, pp 165...186 .

/3/ Carjell, U.
Ein Beitrag zur Beurteilung des Lichtflimmerns bei Netzspannungsschankungen.
Diss. Aachen 1972.

/4/ Jäger, S.; Knuth,D.
Meß- und Steuerverfahren zur Kompensation und Symmetrierung schnell veränderlicher Drehstromlasten.
Wiss. Ber. AEG-Telefunken 45(1972) 1/2, S.55...63 .

/5/ Lemmenmeier, J.; Meynaud, P.; Sheppard, H.J.;Nevries, K.B.
Revised Report on UIE/UNIPEDE enquiry about the Effects of Electric Arc Furnaces on Power Systems.
Journées Int. d'Etude sur les fours électrique à arc.
AIM/CBEE, Lüttich 1973, Bericht 14 .

/6/ Frank, H.; Ivner, S.
Thyristorgeschaltete Kondensatoren zur Blindleistungkompensation von Lichtbogenöfen.
Elektrowärme International 32(74)B6, S. 313...322

/7/ Klinger, G.
Wechselstromkomponentenspalter
ETZ-B Bd. 26(1974)H.17, S. 433...434

/8/ Chit, A.; Horn, W.; Utrecht, H.
Grenze der dynamischen Wirkungsweise ruhender Blindleistungskompensationseinrichtungen.
Tech. Mitt. AEG- Telefunken 65(1975)6, S. 205...210 .

/9/ Jahn, H.-H.
Rasche Kompensation der Netzrückwirkungen von Lichtbogenöfen.
ETZ-A Bd. 96(1975)H.12, S. 564...568 .

/10/ Harashima, F.; Inaba, H.; Tsuboi, K.
A Closed-Loop Control System for the Reduction of Reactive Power Required by Electronic Converters.
IEEE Transactions on Industrial Electronic and Control Instrumentation.
Vol. IECI-23, No. 2, May 1976, pp 162...166 .

/11/ Busse, A.
Netzgeführter Stromrichter zur Kompensation schnell veränderlicher Blindleistungen.
Diplomarbeit, Lehrstuhl EAEE, Ruhr-Universität Bochum, 1977 .

/12/ Depenbrock, M.
Kompensation schnell veränderlicher Blindströme.
ETZ-A Bd. 98(1977)H.6, S. 408...411 .

/13/ Klinger, G.
Steuer- und Regeleinrichtung einer selbstgeführten Stromrichter-Kompensationsschaltung.
ETZ-A Bd. 98(1977)H.6, S. 411...414 .

/14/ Gronin, J.H.; Lordeon W.J.; Ostroski, G.B.
Static VAR Generators for Transmission Systems.
Proceedings of the American Power Conference, 1977, volume 39, pp 1133...1143 .

/15/ Scharlau, M.
Zusammenfassende und einheitliche Darstellung der stationären Betriebszustände bei verschiedenen Verfahren zur Kompensation und Symmetrierung von Lichtbogenöfen.
Diplomarbeit, Lehrstuhl EAEE, Ruhr-Universität Bochum 1977 .

/16/ Schmid, E.
High-Speed VAR Control Using Static Converters in Short Circuit.
2nd IFAC-Symposium Düsseldorf 1977 .

/17/ Schröder, D.
Betriebsergebnisse einer hochdynamischen Kompensationsanlage in einem Industrienetz.
ETZ-A Bd. 98(1979)H.5, S. 338...340 .

/18/ Wanner, E.; Werner, H.
Statische Blindleistungskompensation für Lichtbogenöfen.
BBC-Mitteilung 2-77, S. 108...118 .

/19/ Boidin, M.; Drouin, G.
Performances dynamiques des compensateurs statiques à thyristors et principe de regulation.
Revue Jeumont-Schneider No. 26(1978), S. 15...28 .

/20/ Markworth, E.F.E.
Anforderungen des Elektrostahlverfahrens an die öffentliche Elektrizitätsversorgung.
Elektrowärme International 36(1978)B5, S. B255...B264 .

/21/ Depenbrock, M.
Netzgeführter Stromrichter zur Kompensation schnell veränderlicher Blindströme.
ETZ-Archiv Bd. 1(1979)H.3, S.79...82 .

/22/ Schroll, A.
Netzrückwirkungen beim Widerstandschweißen - Ursache und Gegenmaßnahme.
Tech. Mitt. AEG-Telefunken 71(1981)6, S. 245...246.

/23/ Schmitz, D.
Untersuchung eines Verfahrens zur Steuerung von Blindstromzeitverläufen mit einem netzgeführten Stromrichter.
Diplomarbeit, Lehrstuhl EAEE, Ruhr-Universität Bochum, 1980.

/24/ Vaupel, G.
Bau eines elektronischen Gerätes zur Erzeugung eines Nullstromsollwertes.
Studienarbeit, Lehrstuhl EAEE, Ruhr-Universität Bochum, 1981.

/25/ Yoshihiko, S.; Yoshinobu, H.; Taizo, H.
New Static VAR Control Using Forced-commutated Inverters.
IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-100, No. 9, Sept. 81, pp 4216...4224.

/26/ Koch, K.
Drehstrom-Wirkleistungsmesser
Lehrstuhl EAEE, Ruhr-Universität Bochum, 1980.

/27/ Koch, K.
Differentiation des Wirkleitwertes G am Wirkleitwertmeßgerät.
Lehrstuhl EAEE, Ruhr-Universität Bochum, 1981.

/28/ Vaupel, G.
Simulation einer Blindstromkompensationseinrichtung mit netzgeführtem Stromrichter am Analogrechner.
Diplomarbeit, Lehrstuhl EAEE, Ruhr-Universität Bochum, 1982.

LEBENSLAUF

Thanh-Nam Lê

Persönliches:	Am 23. Februar 1952 als Sohn von Nguyễn-văn-Tư und seiner Frau Lê-thị-Đào in Saigon/Vietnam geboren.
Schulbildung:	1960-1964 Volksschule in Saigon, 1964-1969 Gymnasium Jean-Jacques-Rousseau in Saigon, 1969-1970 Gymnasium Petrus-Ký in Saigon.
Praktikum:	Februar-März und Mai-Juli 1971 beim Landesgewerbeamt Baden-Württemberg, Dezember 1971 - Januar 1972 bei der Siemens AG in Karlsruhe-Knielingen.
Studium:	März-Mai 1971 Vorsemester, WS 1971/72 - SS 1977 Studium der Elektrotechnik an der Universität (TH) Karlsruhe, Fachrichtung: Elektrische Antriebe und Leistungselektronik. Diplom Juli 1977.
Berufstätigkeit:	Seit 2. November 1977 wissenschaftlicher Angestellter am Lehrstuhl für Erzeugung und Anwendung elektrischer Energie, Ruhr-Universität Bochum.